



# Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels

Nicolas Fortino

## ► To cite this version:

Nicolas Fortino. Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels. Autre. Université Nice Sophia Antipolis, 2006. Français. NNT : . tel-00455714

**HAL Id: tel-00455714**

**<https://theses.hal.science/tel-00455714>**

Submitted on 11 Feb 2010

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

**UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS UFR SCIENCES**

**Ecole Doctorale des Sciences et Technologies de l'Information  
et de la Communication**

*Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications*

**THESE**

pour obtenir le titre de  
Docteur en Sciences  
de l'UNIVERSITE de Nice-Sophia Antipolis

Discipline : Electronique

Présentée et soutenue par :  
**Nicolas FORTINO**

<p><b>Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra Large Bande impulsions</b></p>
---

Thèse dirigée par : *Georges KOSSIAVAS* (directeur de thèse)  
*Jean-Yves DAUVIGNAC*

Date de soutenance : 16 Février 2006

Devant le jury composé de :

M. A. SHARAIHA	Rapporteur	Professeur à l'Université de Rennes 1
M. A. SIBILLE	Rapporteur	Professeur à l'ENSTA
M. J. R. MOSIG	Examineur	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Lausanne
M. N. DANIELE	Examineur	Ingénieur de Recherches au CEA-LETI
M. G. KOSSIAVAS	Examineur	Professeur à l'UNSA
M. J-Y. DAUVIGNAC	Examineur	Maître de Conférences à l'UNSA
M. Ch. PICHOT	Invité	Directeur de recherches CNRS
M. Ch. DELAVEAUD	Invité	Ingénieur de Recherches au CEA-LETI
M. D. HELAL	Invité	Ingénieur de Recherches à ST Microelectronics
M. A. PAPIERNIK	Invité	Professeur Emérite, UNSA
M. R. STARAJ	Invité	Professeur à l'UNSA

# Table des matières

Introduction.....	1
<b>Chapitre I La technologie Ultra Large Bande (ULB).....</b>	<b>5</b>
<b>I.1 Bref historique de la technologie ULB.....</b>	<b>5</b>
<b>I.2 Les diverses applications de l'ULB.....</b>	<b>6</b>
I.2.1 Les avantages de l'ULB.....	6
I.2.2 Les applications de l'ULB.....	8
<b>I.3 L'ULB en communication.....</b>	<b>11</b>
I.3.1 La réglementation des émissions ULB.....	11
I.3.1.1 L'organisation de l'IEEE 802.15.....	11
I.3.1.2 Définition d'un signal ULB par la FCC.....	12
I.3.1.3 Les régulations en cours dans le monde.....	13
I.3.2 Les principes de l'ULB en communications impulsionnelles.....	14
I.3.2.1 Bande passante et capacité de canal.....	14
I.3.2.2 L'optimisation du spectre alloué.....	15
I.3.2.3 Les différentes modulations ULB.....	17
I.3.3 Les propositions multi bandes et leurs intérêts comparés.....	20
I.3.3.1 La solution multibande.....	20
I.3.3.2 La solution DS-CDMA .....	22
I.3.3.3 Intérêts comparés des différentes approches.....	23
<b>I.4 Les challenges en communication ULB.....</b>	<b>28</b>
I.4.1 Les limitations intrinsèques.....	28
I.4.2 La coexistence avec les interférences.....	29
I.4.3 L'estimation du canal.....	31
I.4.4 Le dessin de l'antenne ULB.....	32
<b>Chapitre II Les antennes Ultra Large Bande (ULB).....</b>	<b>37</b>
<b>II.1 Les antennes indépendantes de la fréquence.....</b>	<b>37</b>
II.1.1 Les antennes équiangulaires.....	38
II.1.1.1 L'antenne spirale logarithmique.....	38
II.1.1.2 L'antenne spirale conique.....	40
II.1.1.3 L'antenne à spirale d'archimède .....	42
II.1.2 Les antennes log-périodiques.....	43
II.1.2.1 L'antenne log-périodique circulaire.....	44
II.1.2.2 L'antenne log-périodique trapézoïdale.....	45
II.1.2.3 L'antenne dipôle log-périodique.....	46
<b>II.2 Les antennes élémentaires.....</b>	<b>48</b>
II.2.1 L'antenne biconique.....	48
II.2.2 L'antenne discone.....	50
II.2.3 L'antenne papillon.....	51
II.2.4 Les monopôles plans.....	53
II.2.4.1 Le monopôle circulaire.....	53
II.2.4.2 Le monopôle triangulaire.....	54
II.2.4.3 Le monopôle trapézoïdal.....	56
II.2.4.4 Le monopôle papillon.....	57
<b>II.3 Les antennes à transition progressive.....</b>	<b>58</b>
II.3.1 L'antenne « teardrop ».....	58
II.3.2 Le cornet coaxial omnidirectionnel .....	59

II.3.3 Les antennes TSA.....	59
<b>II.4 Les antennes cornets.....</b>	<b>62</b>
<b>II.5 Application aux communications ULB.....</b>	<b>63</b>
II.5.1 Cahier des charges de l'antenne .....	63
II.5.2 Récapitulatif des caractéristiques des antennes.....	64
<b>Chapitre III Conception de nouvelles antennes ULB.....</b>	<b>69</b>
<b>III.1 Etude de l'antenne papillon.....</b>	<b>70</b>
III.1.1 Choix de l'outil de simulation.....	70
III.1.2 Dimensionnement de la base d'étude.....	70
III.1.2.1 L'angle d'évasion ou « flare angle ».....	71
III.1.2.2 La hauteur des triangles.....	72
III.1.2.3 Le choix du substrat.....	73
III.1.3 Etude paramétrique.....	74
III.1.3.1 Influence de l'angle d'évasion.....	74
III.1.3.2 Influence de la hauteur des triangles.....	77
III.1.3.3 Influence du substrat.....	78
III.1.3.4 Antenne papillon optimisée.....	81
III.1.4 Techniques d'alimentation.....	83
III.1.4.1 Par guide d'onde coaxial.....	83
III.1.4.2 Par ligne CPS.....	84
III.1.4.3 Par guide d'onde coplanaire .....	85
III.1.5 Conclusion.....	86
<b>III.2 Etude d'un monopôle triangulaire alimenté par CPW.....</b>	<b>87</b>
III.2.1 Etude de la ligne d'alimentation.....	87
III.2.1.1 Largeur du guide d'onde coplanaire.....	87
III.2.1.2 Longueur du guide d'onde coplanaire.....	89
III.2.1.3 Largeur du conducteur central.....	91
III.2.2 Etude des plans de masse latéraux.....	94
III.2.2.1 Largeur des plans de masse latéraux.....	94
III.2.2.2 Épaisseur des plans de masse latéraux.....	96
III.2.3 Réalisation du monopôle triangulaire.....	99
III.2.3.1 Adaptation de l'antenne.....	99
III.2.3.2 Caractéristiques de rayonnement.....	100
III.2.4 Etude du triangle rayonnant.....	105
III.2.4.1 Insertion d'une ouverture triangulaire.....	105
III.2.4.2 Introduction d'effet capacitif.....	108
III.2.4.3 Optimisation de la forme de l'ouverture.....	111
III.2.4.4 Largeur des triangles supérieurs.....	112
III.2.5 Réalisation du monopôle triangulaire à ouverture.....	113
III.2.5.1 Adaptation de l'antenne .....	113
III.2.5.2 Caractéristiques de rayonnement.....	114
III.2.6 Réalisation du monopôle triangulaire à fentes.....	118
III.2.6.1 Adaptation de l'antenne.....	119
III.2.6.2 Caractéristiques de rayonnement.....	119
III.2.7 Optimisation du rayonnement .....	124
III.2.7.1 Forme des plans de masses.....	124
III.2.7.2 Effets sur le rayonnement.....	125
III.2.8 Réalisation du monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié.....	127
III.2.8.1 Adaptation de l'antenne .....	127
III.2.8.2 Caractéristiques de rayonnement.....	128



III.2.9 Conclusion.....	132
<b>III.3 Etude d'un monopôle elliptique alimenté par CPW.....</b>	<b>133</b>
III.3.1 Dimensionnement de l'ellipse rayonnante.....	133
III.3.1.1 Rayon du disque.....	133
III.3.1.2 Rapport d'ellipticité.....	134
III.3.2 Dimensionnement de la ligne d'alimentation.....	135
III.3.3 Influence de l'écart entre la ligne d'alimentation et l'ellipse.....	136
III.3.4 L'antenne réalisée.....	137
III.3.4.1 Adaptation de l'antenne.....	137
III.3.4.2 Rayonnement de l'antenne.....	138
<b>III.4 Conclusion.....</b>	<b>142</b>
<b>Chapitre IV Caractérisation temporelle et fréquentielle des antennes ULB.....</b>	<b>145</b>
<b>IV.1 Validation d'une méthode de caractérisation temporelle.....</b>	<b>145</b>
IV.1.1 Protocoles de mesures.....	145
IV.1.1.1 Chaîne de mesures.....	145
IV.1.1.2 Configuration des antennes.....	147
IV.1.1.3 Méthodes de calibration.....	148
IV.1.2 Traitements des mesures .....	150
IV.1.2.1 Outils de traitement du signal.....	150
IV.1.2.2 Modélisation du canal de propagation.....	154
IV.1.2.3 Calcul de la fonction de transfert des antennes.....	155
IV.1.2.4 Résultats obtenus.....	156
IV.1.3 Validation des résultats .....	159
IV.1.3.1 Gain de l'antenne.....	159
IV.1.3.2 Résultats issus de différentes configurations.....	160
IV.1.3.3 Reconstruction de l'impulsion reçue.....	161
<b>IV.2 Campagne de mesures dans différents plans.....</b>	<b>162</b>
IV.2.1 Banc de mesure temporel du CEA-LETI.....	162
IV.2.2 Isolation de la caractérisation d'une antenne.....	163
IV.2.2.1 Fonction de transfert en émission.....	163
IV.2.2.2 Choix de l'antenne étalon.....	165
IV.2.3 Résultats.....	168
IV.2.3.1 Monopôle triangulaire .....	168
IV.2.3.2 Monopôle triangulaire à fentes.....	170
IV.2.3.3 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à 60°.....	171
IV.2.3.4 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli .....	172
<b>IV.3 Impulsions rayonnées dans différentes directions.....</b>	<b>174</b>
IV.3.1 Génération d'une impulsion de type FCC.....	174
IV.3.2 Monopôle triangulaire.....	175
IV.3.3 Monopôle triangulaire à fentes.....	176
IV.3.4 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à 60°.....	178
IV.3.5 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli.....	179
IV.3.6 Comparaison des antennes.....	181
<b>IV.4 Conclusion.....</b>	<b>182</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>187</b>
<b>Annexe.....</b>	<b>191</b>

## Introduction

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. Ses axes d'investigation sont principalement motivés par un besoin toujours grandissant en terme de débit de données mais restent freinés par un spectre des fréquences de plus en plus occupé. Dans ce contexte, l'utilisation de signaux ultra large bande pour transmettre l'information semble une alternative très prometteuse. Cette technologie basée originellement sur la modulation de très brèves impulsions permet l'émission de grands volumes de données tout en conservant une très faible densité spectrale de puissance. Son utilisation dans de nombreux laboratoires et industries, dans des domaines tels que le radar et la géolocalisation a permis en outre de valider sa faisabilité et d'acquérir des compétences et du savoir faire.

Deux facteurs essentiels ont alors considérablement accentué l'engouement que connaît aujourd'hui l'Ultra Large Bande. Les avancées en électronique des dix dernières années ont tout d'abord formé un contexte technologique favorable à la réalisation de ces systèmes impulsionsnels, et ont permis d'envisager diverses techniques de codage de l'information. Mais c'est surtout la décision prise en 2002 par l'organisme de régulation des systèmes de communications des Etats-Unis, la *Federal Communications Commission*, d'autoriser l'utilisation sans licence aux U.S.A de la bande de fréquence de 3,1 à 10,6 GHz qui a donné un souffle supplémentaire aux activités de recherches et de développement. Cette allocation offre en sus l'avantage de la flexibilité car la réglementation n'impose pas de technique particulière de transmission à la différence des standards existants actuellement.

Dès lors, cette technologie de communication a nourri de grandes espérances qui ont conduit à l'implication des sociétés phares (Intel, Motorola, ST,...) comme à la création de nombreuses start-up. L'ULB promet en effet d'atteindre des débits de plusieurs centaines de mégabits par seconde, tout en conservant une complexité et donc des coûts limités. Sa nature impulsionsnelle et sa largeur de bande lui confèrent en outre une bonne résistance aux brouillages et aux trajets multiples, ce qui la rend très adaptée à une utilisation en intérieur. Réciproquement, sa faible densité spectrale de puissance lui permet de cohabiter en introduisant peu d'interférences aux systèmes environnants. Enfin, les possibilités de codage offertes autorisant un grand nombre d'utilisateurs en font un candidat idéal pour les réseaux sans fils personnels (WPAN). La technologie ULB semble donc avoir les moyens de révolutionner l'univers des télécommunications à courte portée.

Cependant, de nombreuses questions de faisabilité demeurent en suspens, notamment liées au compromis entre l'optimisation du spectre alloué et la conservation d'une optique à faible coût, à l'obtention des performances escomptées malgré les limites drastiques de niveaux d'émissions imposées, et à la prise en compte du contexte réel d'utilisation. C'est dans ce cadre que la conception et l'étude du comportement d'antennes adaptées à ces systèmes prennent toute leur importance car celles-ci doivent répondre à chacun des challenges soulevés qu'elles affectent. Ainsi, l'antenne doit présenter un rendement optimal et des caractéristiques constantes sur une très large bande de fréquence mais conserver un coût limité. A cela s'ajoute bien entendu les problèmes d'intégration et donc le besoin de concevoir une structure d'encombrement minimal, sans toutefois détériorer ses performances. Enfin, l'étude et la caractérisation de son comportement temporel doivent aider à prendre en compte sa véritable influence au sein de la chaîne d'émission / réception.

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation de la technologie ULB et rappellera tout d'abord ses sources et quelques unes des principales applications qui peuvent tirer avantage de ses performances. Le domaine des communications impulsionnelles sera plus particulièrement développé afin de mettre en lumière les intérêts d'utiliser des signaux ULB, mais aussi les problématiques qui en découlent. Ainsi, les différentes possibilités de modulation et de codage pour optimiser le spectre alloué par la régulation seront présentées et comparées afin de comprendre les paramètres clés affectant les performances de ces systèmes. Nous introduirons alors les principaux sujets d'études auxquels il convient de répondre et notamment la conception et la caractérisation d'antennes appropriées au rayonnement de brefs signaux.

Le deuxième chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. Il distinguera quatre catégories d'éléments rayonnants possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences : les antennes indépendantes de la fréquence, les antennes élémentaires, les antennes à transition progressive et les cornets. Chaque catégorie possède des caractéristiques qui lui sont propres mais comprend des antennes dont les spécificités peuvent s'approcher du cahier des charges désiré. Les performances des antennes présentées seront donc regroupées et comparées en vue d'une utilisation en communications ULB impulsionnelles. Une structure pourra alors être choisie comme base d'étude pour ce travail de thèse.

Le troisième chapitre est consacré à la conception et à l'étude d'une structure d'antenne adaptée aux systèmes de communication ULB. Un premier travail sur une antenne papillon permettra de comprendre son fonctionnement et de la dimensionner pour obtenir les caractéristiques souhaitées. Les problèmes limitant l'intégration de cette structure seront soulevés. Une nouvelle géométrie d'antenne planaire sera alors proposée afin de répondre au cahier des charges spécifié. Différentes études seront menées sur l'alimentation, l'élément rayonnant et les plans de masse en vue d'adapter la structure à la bande de fréquence souhaitée, mais également dans une optique de miniaturisation et d'optimisation de son rayonnement. Les différentes étapes de l'amélioration de l'antenne seront

validées par la réalisation de quatre prototypes. Enfin, une dernière antenne de forme elliptique sera également étudiée et mesurée.

Le quatrième et dernier chapitre s'attache à valider et exploiter une méthode de mesure d'antennes ULB en rayonnement d'impulsions. Les protocoles expérimentaux et les traitements des données utilisés afin de caractériser les antennes seront décrits. Une première série de tests dans des configurations simplifiées servira à valider l'approche expérimentale choisie. Une campagne de mesures sera ensuite menée dans différents plans de rayonnement en ayant pris soin de séparer convenablement les fonctions de transfert des antennes en émission et en réception. Les fonctions de transfert en émission obtenues dans ces plans seront présentées pour chaque antenne. Enfin, il sera possible, à partir de ces résultats, de déterminer les signaux rayonnés par ces antennes lorsqu'une impulsion proche du masque FCC leur est appliquée. Les performances de chacune seront alors comparées en terme de dispersion, ce qui mettra en évidence l'intérêt du travail d'optimisation porté sur ces antennes.



# Chapitre I La technologie Ultra Large Bande (ULB)

Ce chapitre se propose de présenter la technologie ultra large bande de manière générale tout d'abord en remontant brièvement à ses sources et en citant quelques un de ses pionniers. Il mettra en avant par la suite les caractéristiques intrinsèques qui en font une technologie si innovante et particulière et les nombreux domaines d'application pouvant tirer profit de ces performances. Les communications impulsionnelles, motivation principale de ce travail de thèse, seront développées plus avant afin de mettre en évidence tant les intérêts que les problématiques propres à ce mode de communication sans fils. Ainsi, le travail de régulation des niveaux d'émission, et les principales modulations utilisées seront décrits. Deux propositions émergentes basées sur une découpe du spectre disponible, mais de conceptions opposées, seront détaillées puis comparées afin de comprendre les paramètres importants affectant les performances des différents systèmes de communications ULB. Il sera donc possible de mettre en lumière quelques unes des limites pratiques atteintes par cette technologie parfois surestimée et de présenter les sujets d'études importants auxquels il reste à répondre afin de permettre aux communications ULB d'être aussi performantes que prometteuses.

## I.1 Bref historique de la technologie ULB

La technologie Ultra Large Bande est une appellation relativement récente pour décrire une technologie bien plus ancienne. En effet, le plus ancien système pouvant être considéré comme tel pourrait être l'émetteur « spark gap » de Marconi introduit en 1897, car il induisait des signaux « pulsés » ayant de très large bandes passantes [I-1] [I-2]. Cependant, à l'époque, ce type de transmissions créait beaucoup d'interférences, et ne permettait pas un partage coordonné du spectre de fréquences. Ainsi, le monde des communications sans fil abandonna le large bande pour des systèmes bandes étroites, accordés, plus faciles à réguler et coordonner.

En 1952, des travaux furent menés par Pierce et Hopper [I-3], mettant en oeuvre une transmission de signaux téléphoniques analogiques, au moyen d'impulsions aléatoirement espacées dans l'espace. Cet article semble constituer le premier travail sur la radio par impulsion à accès multiples.

Cependant, les véritables contributions au développement de cette technologie (travaux sur le sujet « time-domain electromagnetics ») ont réellement débuté au début des années soixante, et étaient alors connues sous des appellations diverses telles que transmission « sans porteuse » (*carrier-free*), « en bande de base » (*base band*), ou encore « *impulse technology* » [I-4][I-5].

Ainsi, en 1962, Ross (Sperry Rand Corporation) est à l'origine de systèmes ULB à partir de travaux en électromagnétisme dans le domaine temporel [I-6]. Ses recherches ont démontré la possibilité d'utiliser des formes d'ondes ULB pour des applications en radar et communications. Il a décrit le comportement transitoire de réseaux micro-ondes à travers leur réponse impulsionnelle caractéristique. Le brevet américain 3,728,632 du 17 avril 1973 issu de ses travaux, est un point de repère dans le domaine des communications ULB. Parallèlement, les publications de Harmutt (Catholic University of America) ont rendu public les dessins de base des émetteurs et récepteurs ULB. Dans le domaine radar, Van Etten (USAF) a mené des tests empiriques qui ont conduit au développement de dessins de systèmes et de concepts d'antennes, et en 1974, Morey a conçu un système radar ULB à pénétration de sol qui fut un succès commercial au Geophysical Survey System, Inc. (GSSI).

Après les années 1970, les seules innovations dans le domaine de l'Ultra Large bande sont issues de quelques améliorations de certains sous-systèmes, mais n'affectent pas le concept en lui-même. A cette période aux Etats-Unis, la plupart des travaux dans ce domaine, particulièrement pour les communications impulsionnelles, ont été accomplis pour des programmes confidentiels, notamment militaire. C'est d'ailleurs le département de défense des USA (« *U. S. Department of Defense* ») qui introduira pour la première fois le terme de « *ultra wideband* » en 1989 [I-7].

Ce n'est qu'en 1994 que la plupart des travaux ont pu s'effectuer sans restrictions de confidentialité, et que le développement de la technologie ULB a pu s'accélérer. Depuis lors, l'étude des systèmes de transmission par impulsions a fait l'objet de nombreuses publications, tant dans le monde industriel qu'académique. La première publication décrivant cette solution, connue sous le nom d'« *impulse radio* » (IR), est un article de Withington et Fullerton en 1992 [I-8]. Elle fut suivie par les travaux académiques de Scholtz en 1993 [I-9].

En 1998, l'organe de régulation des systèmes de communication des Etats-Unis, la « *Federal Communications Commission* » (FCC), propose une notification d'enquête pour inclure les systèmes ULB dans la réglementation « section 802.15 » [I-10] qui gouverne les émissions radio libres. Le 14 février 2002, la FCC a modifié la réglementation de la « section 15 » afin d'y inclure les opérations des systèmes ULB [I-11]. Leur utilisation dans les limites proposées offre alors d'énormes potentiels en terme de capacité de canal, à de courtes distances, et à de faibles niveaux de puissance rayonnée.

## **I.2 Les diverses applications de l'ULB**

### ***I.2.1 Les avantages de l'ULB***

De part ses caractéristiques, la technologie ULB promet de nouvelles possibilités et un potentiel important dont pourront bénéficier de nombreux domaines d'application. En effet, elle présente des particularités intrinsèques qui la placent sans concurrence réelle en comparaison des technologies

existantes déjà exploitées.

Les premières caractéristiques intéressantes de cette technologie, proviennent essentiellement de son faible niveau de densité spectrale de puissance. En effet, l'ULB permet, par l'étalement de l'énergie totale du signal sur une très large bande de fréquences, de ne pas interférer avec d'autres systèmes à bande étroite pour lesquels elle apparaît à un niveau de densité spectrale de puissance assimilable à du bruit (Figure I.1). Elle permet ainsi d'améliorer l'utilisation d'un spectre des fréquences très occupé en permettant un « partage » de ce spectre avec d'autres systèmes sous licence.

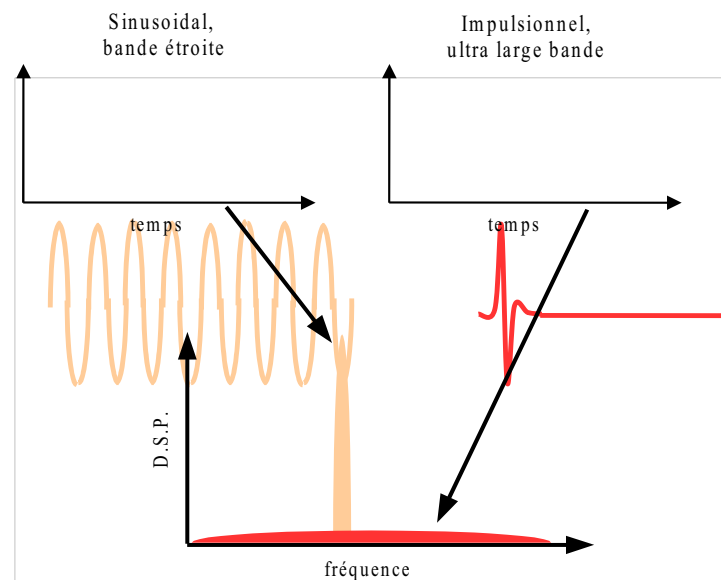


Figure I.1 : densité Spectrale de Puissance comparées d'un signal ULB et d'un signal bande étroite

Ce faible niveau d'énergie à une fréquence donnée peut également s'avérer un atout majeur pour l'acheminement de données confidentielles puisque ce type de signaux est extrêmement difficile à détecter. Cela explique certainement l'utilisation de l'ULB à des fins uniquement militaires avant les années 1990 aux Etats-Unis.

D'autres avantages sont directement issus de la largeur de bande passante utilisée en ULB. Cette dernière caractéristique offre tout d'abord une grande flexibilité car elle permet d'adapter les fréquences utilisées et leurs bandes passantes aux besoins ou applications.

Ses performances multi-canal larges bandes induisent également des hautes capacités de débit et de performances pour les communications sans fil et le radar. En effet, ses caractéristiques de large bande de fréquence permettent la pénétration des ondes EM dans les matériaux (bétons, plâtre, brique), les sols, les tissus biologiques grâce aux fréquences basse du spectre ce qui est intéressant en communications « *indoor* », en radar à pénétration de sol et dans le domaine médical. Les fréquences hautes du signal émis offrent quand à elles de bonnes résolutions pour ces applications.



Le caractère impulsionnel de la technologie ULB lui confère aussi une forte immunité aux trajets multiples, ce qui permet de maintenir un niveau convenable de performances dans des environnements très encombrés. Cette propriété est intéressante aussi bien en communications que pour maintenir une bonne précision dans les applications de localisation.

Enfin, un des avantages non négligeable de l'ULB est d'ordre économique ; du fait de leur conception à base de circuit CMOS intégrés, et de leur moindre complexité en comparaison des systèmes à bande étroite [I-12], les émetteurs et récepteurs ULB sont de faibles coûts, ce qui permet de rendre ces équipements plus abordables pour les consommateurs. Les systèmes ULB impulsionnels présentent aussi une consommation d'énergie inférieure à des systèmes bande étroite et ce pour des débits de données équivalents voire supérieurs [I-13]. Un autre avantage économique réside également dans l'utilisation de cette même technologie ULB dans de nombreuses applications, permettant alors aux entreprises d'utiliser une architecture commune dans différents secteurs d'activité [I-14] tels que les communications, le radar, et la géolocalisation, et ce par une redéfinition des soft-ware.

### I.2.2 Les applications de l'ULB

Il existe trois grandes catégories d'applications principales pour les systèmes ULB : la détection, la géolocalisation, et les communications sans fil [I-1][I-6][I-14]. Les deux premières ne demandent pas un gros débit d'information, mais nécessitent une bonne précision sur de grandes distances et une robustesse aux trajets multiples, tandis que les communications sans fils peuvent tirer profit des très hauts débits à courte portée offerts par l'ULB (Figure I.2). Les possibilités d'utilisation commerciales sont donc multiples (Figure I.3). Ce paragraphe se propose d'en dresser une liste non exhaustive.

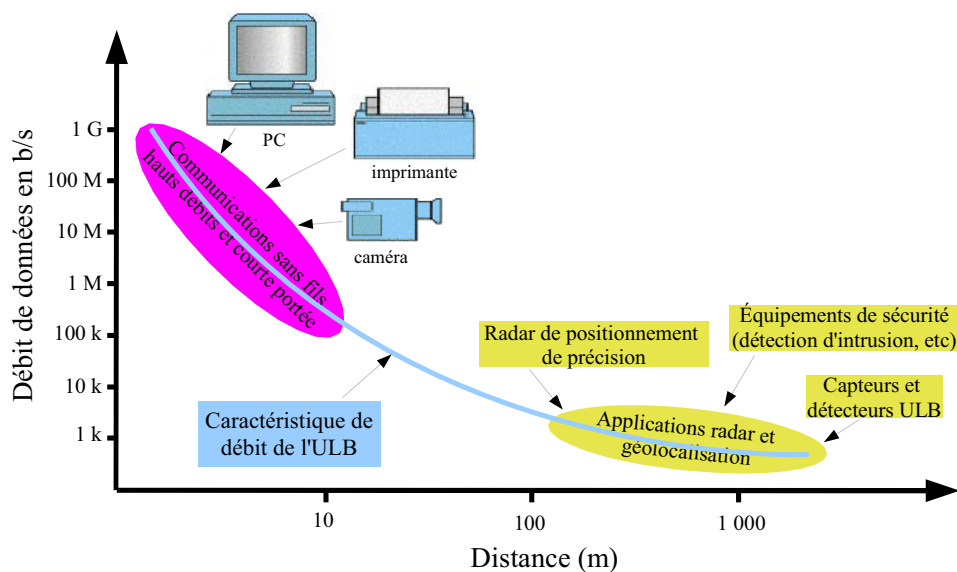


Figure I.2 : applications de l'ULB en fonction des débits possibles et de la distance

Dans le domaine du radar tout d'abord, cette technologie est déjà largement éprouvée, notamment pour les radar à pénétration de sol (*Ground Penetrating Radar, GPR*). En effet, pour cette application, le fait de transmettre une impulsion très rapide et de très faible durée est intéressant car la résolution des systèmes radar est directement proportionnelle à la largeur de bande de l'impulsion. Cette augmentation de résolution permet, en croisant les résultats de plusieurs mesures, d'obtenir des informations, non seulement sur la taille et la localisation des objets enfouis, mais également sur leur nature (détermination de leur permittivité diélectrique). C'est pourquoi l'ULB peut être utilisée pour des applications telles que le contrôle non destructif en génie civil (détection de canalisations), le déminage, mais peut aussi être envisagée en imagerie médicale pour la détection de tumeurs.

Le principe du radar ULB peut également être employé pour la détection de personnes (« *see through wall* »), utile à la police ou aux secours pour retrouver des personnes cachées derrière des murs, ou emprisonnées dans des débris, des immeubles en flammes ou des avalanches. Une application en détection d'intrusion afin de sécuriser les habitations est aussi possible. Une dernière forme d'application radar est son utilisation pour éviter les collisions dans les domaines automobiles mais aussi d'aviation commerciale et civile (altimétrie de précision).

Un autre grand domaine pouvant tirer profit de la technologie ULB est la géolocalisation de précision. Il est en effet essentiel dans de nombreuses applications militaires et commerciales de connaître l'emplacement d'objet de petites dimensions, et ce parfois sur de très grandes distances. Ainsi, Aether Wire& Location, Inc. par exemple, a produit un localiseur capable de fournir une précision en cm sur des distances de l'ordre du km, et qui peut opérer en milieux denses tels qu'à proximité de building, en milieux urbains, ou en forêt. Cette fois encore, ces dispositifs de dépistage peuvent servir à la localisation de personnes en situation périlleuse en les équipant du dispositif adéquat. D'un point de vue commercial, ces « étiquettes ULB » ont aussi un intérêt (pistage de biens, identification radio fréquence (RFID), automobile, sécurité, inventaire de détail).

Cependant, le domaine ayant récemment connu le plus grand essor en technologie ULB reste celui des communications sans fil depuis la libération par la FCC aux Etats-Unis le 14 février 2002 d'une bande de fréquence sans licence de 3,1 à 10,6 GHz. Ainsi, l'ULB peut être utilisée dans de nombreuses applications et promet de très hauts débits d'information à courte portée peu altérés par les trajets multiples. Les possibilités sont diverses telles que la connexion entre les différents composants de systèmes multimédia, dans les systèmes embarqués en automobile, voire en aviation ou en robotique.

Ses hautes capacités de débit en font également une excellente concurrente pour les réseaux personnels sans fil (Wireless Personal Area Network, WPAN), voire locaux (WLAN), ainsi que pour les équipements de téléphonie sans fil et le home cinéma (Figure I.4).

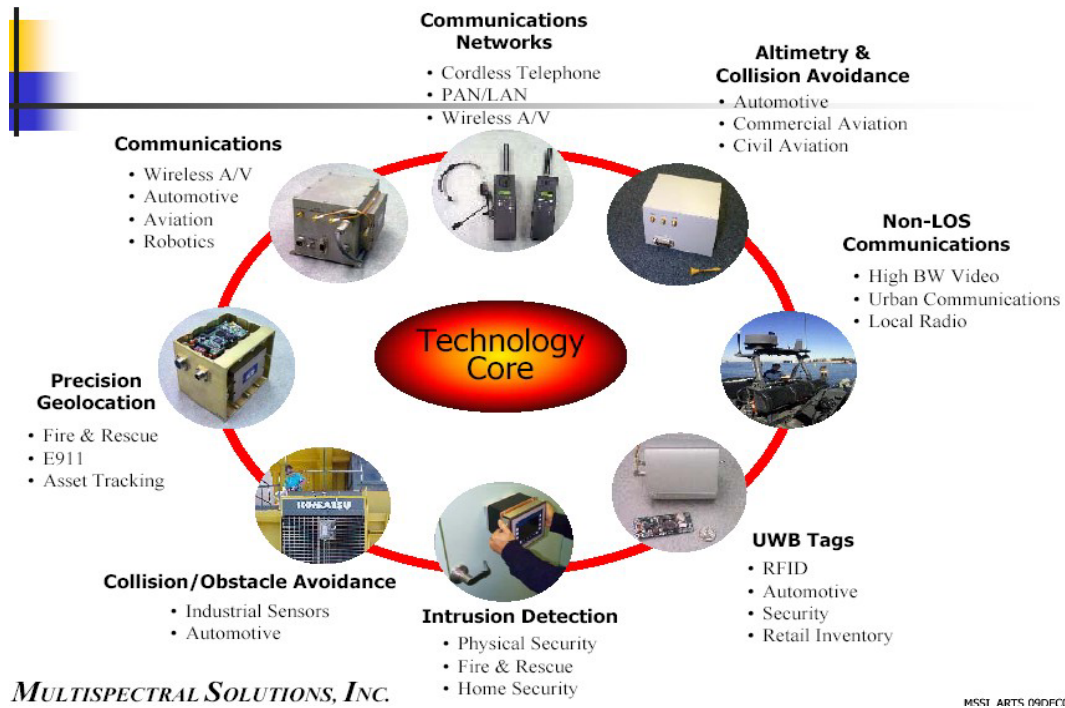


Figure I.3 : applications de l'ULB selon Multispectral

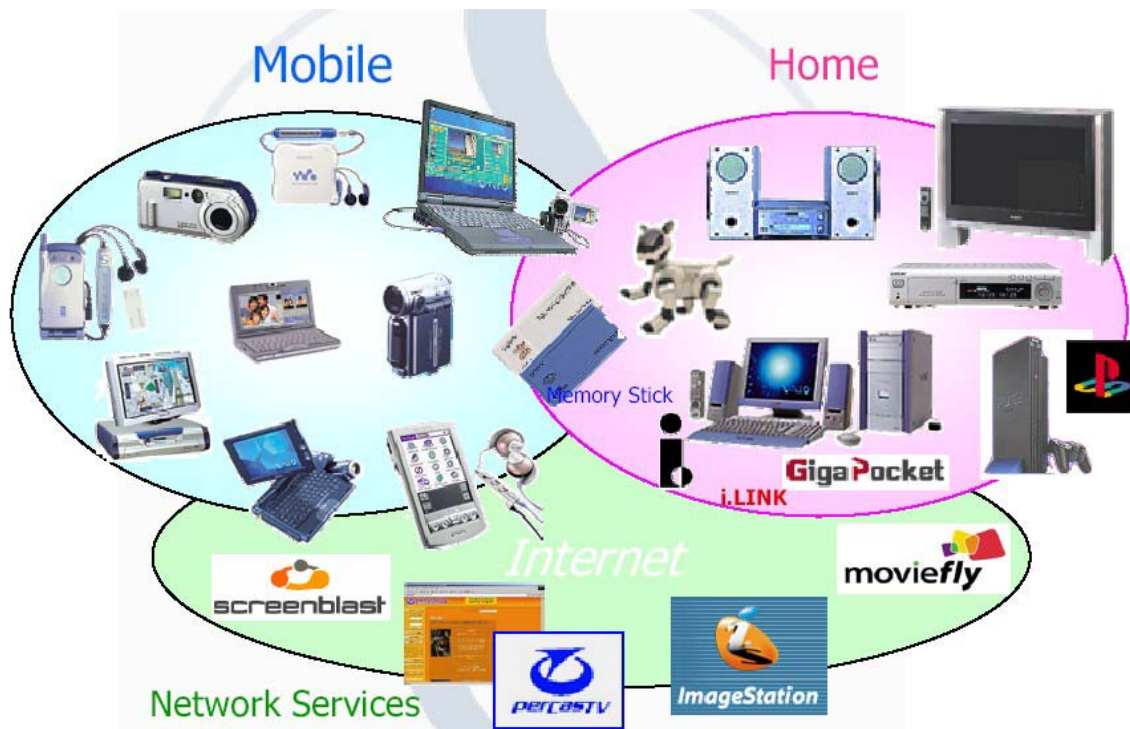


Figure I.4 : applications de l'ULB selon SONY

## I.3 L'ULB en communication

### I.3.1 La réglementation des émissions ULB

#### I.3.1.1 L'organisation de l'IEEE 802.15

L'IEEE 802.15 est un groupe de travail, regroupant une douzaine de compagnies « leader », qui s'occupe essentiellement de la standardisation des réseaux personnels sans fil (WPAN) aux Etats-Unis [I-2]. Ce groupement est à l'origine de la création de différents standards WPAN. Il est divisé en quatre groupes de travail (Figure I.5).

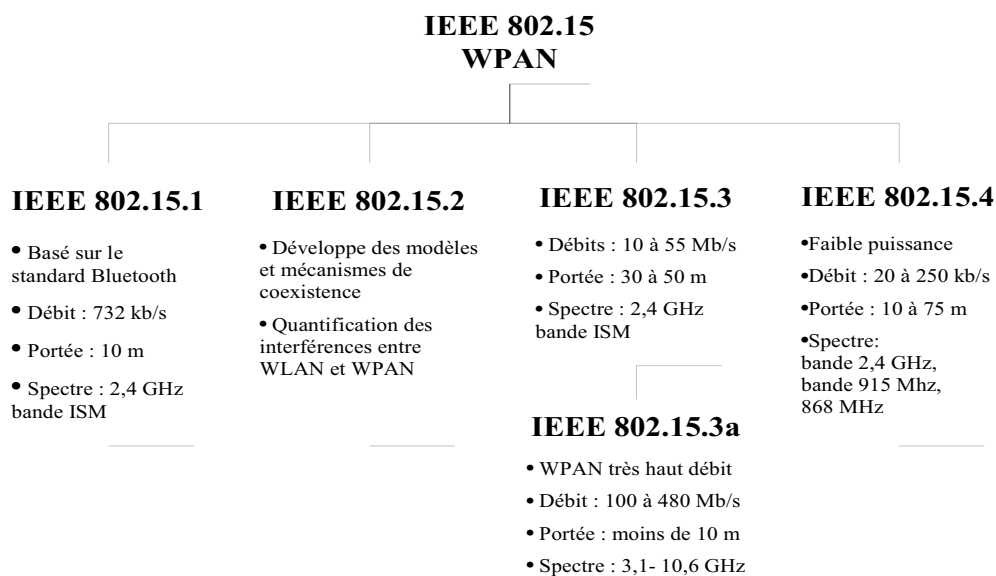


Figure I.5 : organisation de l'IEEE 802.15

La section IEEE 802.15.1 est responsable de l'avancement du standard basé sur Bluetooth, qui utilise des liens radio à courte portée pour transmettre des données entre divers équipements, formant un réseau ad-hoc dans la bande 2,4 GHz. Ce standard permet également des transferts de données entre un équipement WPAN et un équipement 802.11.

La section IEEE 802 15.2 s'occupe des problèmes de coexistence pouvant advenir lorsque deux systèmes sans fils partagent le même environnement d'opérations. Elle doit donc tout d'abord quantifier les effets d'interférences mutuelles entre des équipements WPAN et WLAN, mais également établir des moyens de coexistence entre ces deux standards.

La section IEEE 802 15.3 développe les réseaux WPAN jusqu'à un débit de 55 Mb/s. L'ébauche de standard opère sur des canaux de 15 MHz dans la bande ISM 2,4 GHz. La modulation et le codage sont variés afin de fournir cinq débits de données différents de 11 à 55 Mb/s. La section s'occupant des systèmes ULB est un groupe de travail séparé, l'IEEE 802.15.3.a, qui gère les réseaux WPAN à

très haut débits utilisant la technologie ULB. Ce groupement a été formé en fin d'année 2001 afin d'étudier une alternative de vitesse supérieure au 802.15.3 ; il a pour but de développer des standards pour systèmes ayant des débits compris entre 110 et 480 Mb/s , et ce pour des portées inférieures à 10 mètres.

La section IEEE 802 15.4 est responsable des systèmes à bas débits et faible puissance (LP-WPAN). Elle recherche des solutions afin de permettre des durées de vie de batteries de l'ordre du mois à plusieurs années et de faible complexité. Les bandes de fréquences qui lui sont allouées sont un canal à 868 MHz, 10 canaux dans la bande 915 MHz, et 16 dans la bande 2,4 GHz.

### 1.3.1.2 Définition d'un signal ULB par la FCC

Le 14 février 2002, la FCC a modifié la réglementation de la « section 15 » pour y inclure les systèmes de communications radio Ultra Large Bande. Elle a tout d'abord limité les niveaux d'émission des systèmes ULB à des puissances très faibles (« *Equivalent Isotropic Radiated Power* », *EIRP* de -41,3 dBm/MHz), qui ne dépassent donc jamais les niveaux des sources non intentionnelles de la section 15, et ce sur un spectre sans licence de 3,1 à 10,6 GHz (Figure I.6) [I-15]. Le masque imposé pour les niveaux d'émission hors de la bande autorisée sont encore très inférieurs à cette limite (-10dB), notamment en extérieur (-20dB), et ce afin d'assurer que les systèmes ULB ne causent pas d'interférences aux autres services et radios sous licence, comme les téléphones portables, le GPS, le Wi-Fi, et les radio satellites et terrestres.

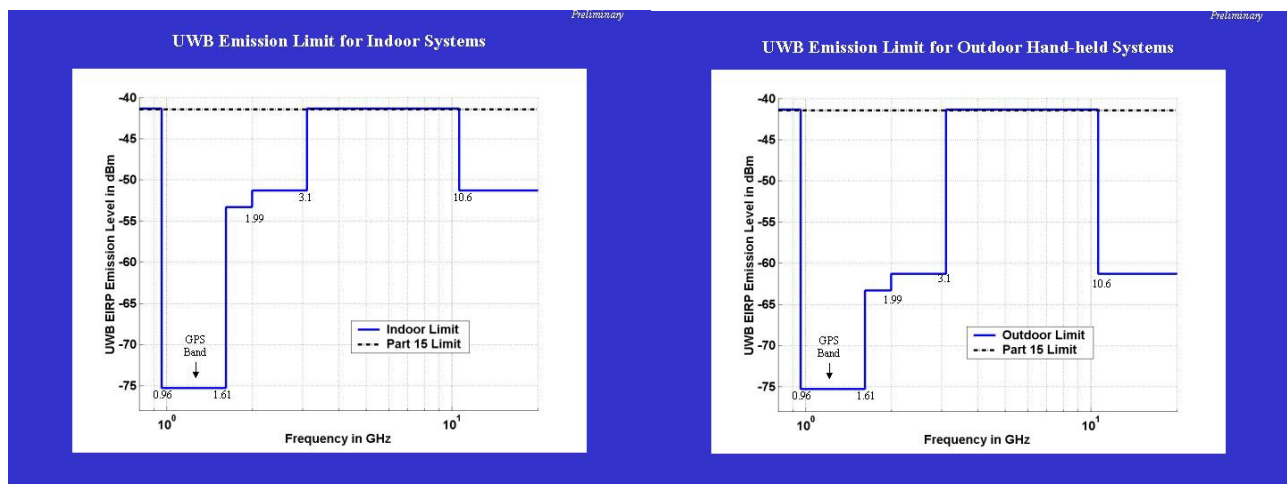


Figure I.6 : limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur (*indoor*) et extérieurs (*hand-held*)

Il a également été nécessaire pour la FCC de définir clairement l'ULB, dont l'interrogation majeure consistait à savoir si cette technologie était uniquement définie par une transmission d'impulsions, ou pouvait englober tous les schémas de modulation vérifiant certaines spécifications de largeur de bande passante. Il a finalement été décidé de définir comme étant ultra large bande un signal ayant une bande passante relative instantanée supérieure à 20% (ce qui n'englobe donc pas les systèmes à

rampe de fréquence), ou une bande passante supérieure à 500 MHz. Il faut noter ici que le bande passante est définie comme étant la bande de fréquence bornée par des points étant 10 dB en dessous de la plus forte émission rayonnée (Figure I.6).

Ainsi, un signal ULB peut donc être défini comme suit:

$$BP_{relative} = 2 \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} \geq 0.2 \quad (I.1)$$

ou

$$Bande\ Passante \geq 500\ MHz \quad (I.2)$$

Avec  $f_l$  et  $f_h$  les fréquences limites basses et hautes du spectre du signal.

On peut remarquer que cette définition des systèmes ULB est assez souple et permet donc à de nombreux équipements de bénéficier de cette appellation. A titre indicatif, une définition auparavant admise et introduite par le ministère de la défense (« *departement of Defense* » *DoD* ) aux Etats-Unis pour qualifier une système d'ultra large bande était un système impulsionnel, sans porteuse, dont la bande passante relative était supérieure à 25% ou dont la bande passante était de l'ordre de quelques GHz. Le fait que la FCC élargisse encore cette définition admise à des systèmes de bande passante supérieure à 500 MHz (alors que certains systèmes occupent plusieurs giga-hertz de bande lorsqu'ils utilisent des brèves impulsions modulées) est une opportunité pour certains concepteurs de puces. En effet, cette nouvelle définition leur permet d'envisager de nouvelles solutions et approches pour la standardisation des systèmes ULB comme la différenciation des canaux et le concept multibande évoqué en I.3.3. Un des intérêts principaux de ces techniques est d'être plus adaptables aux différentes réglementations des émissions ULB pouvant être mises en place dans certains pays, et qui pourraient, par exemple, ne pas autoriser une bande passante aussi large que celle allouée aux Etats-Unis (de 3,1 GHz à 10,6 GHz).

### ***I.3.1.3 Les réglementations en cours dans le monde***

Les Etats-Unis ont été les plus prompts à proposer une réglementation des systèmes ULB, ouvrant ainsi une formidable opportunité commerciale, et obligeant alors l'Europe et le reste du monde à étudier la question des limites d'émission et d'interférences avec les systèmes existants, sachant que les équipements ULB américains finiront tôt ou tard par être utilisés ailleurs.

En Europe, le département européen des standards de télécommunications (« *European Telecommunications Standards Institute* » (ETSI)) a proposé d'adopter des limites similaires à celles de la FCC, mais a préféré introduire des diminutions de niveau logarithmiques en limite de bande, plutôt qu'une successions de baisses significatives. Il en résulte une protection plus restrictive de 5 à 30 dB à certaines fréquences, mécontentant alors certaines sociétés concernées par l'ULB en Europe.

La Figure I.7 présente l'état d'avancement et projets de régulations des émissions ULB au 5 mars 2005 [I-16] dans différents pays comme l'Angleterre, le Japon, la Corée et l'Europe en comparaison de la réglementation américaine.

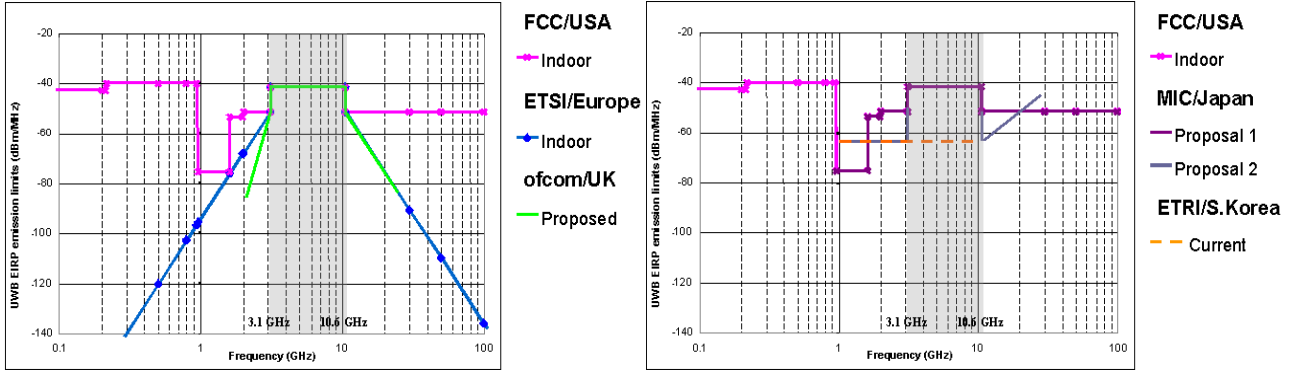


Figure I.7 : avancements et projets de régulation des émissions ULB en communication dans le monde

### I.3.2 Les principes de l'ULB en communications impulsionnelles

#### I.3.2.1 Bande passante et capacité de canal

Le théorème de Shannon-Hartley indique que la capacité de canal d'une liaison radio augmente linéairement avec la fréquence et décroît de façon logarithmique lorsque le rapport signal à bruit (« *signal to noise ratio* », *SNR*) diminue.

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (I.3)$$

avec  $C$  la capacité du canal,  $B$  la bande passante du système de transmission et  $S/N$  le rapport signal à bruit (« *Signal to Noise Ratio* », *SNR*).

Cette relation implique donc que le débit d'information peut être augmenté plus rapidement en augmentant la bande passante qu'en améliorant le *SNR*. Cette caractéristique a déjà été employée et est en partie responsable de la forte croissance des réseaux locaux sans fil (WLAN) avec le Wi-Fi aujourd'hui. Cependant, pour des réseaux sans fils personnels (WPAN) qui n'émettent, par définition, que sur de courtes distances, et pour lesquels les pertes de propagation sont par conséquent limitées, une très forte augmentation de la capacité du canal de propagation peut être obtenue avec un signal à très large bande passante.

Une comparaison entre les capacités spatiales théoriques ULB et les capacités des systèmes à bande étroite existants issue des travaux de Robert [I-17] est présentée dans la Figure I.8 ci-dessous:

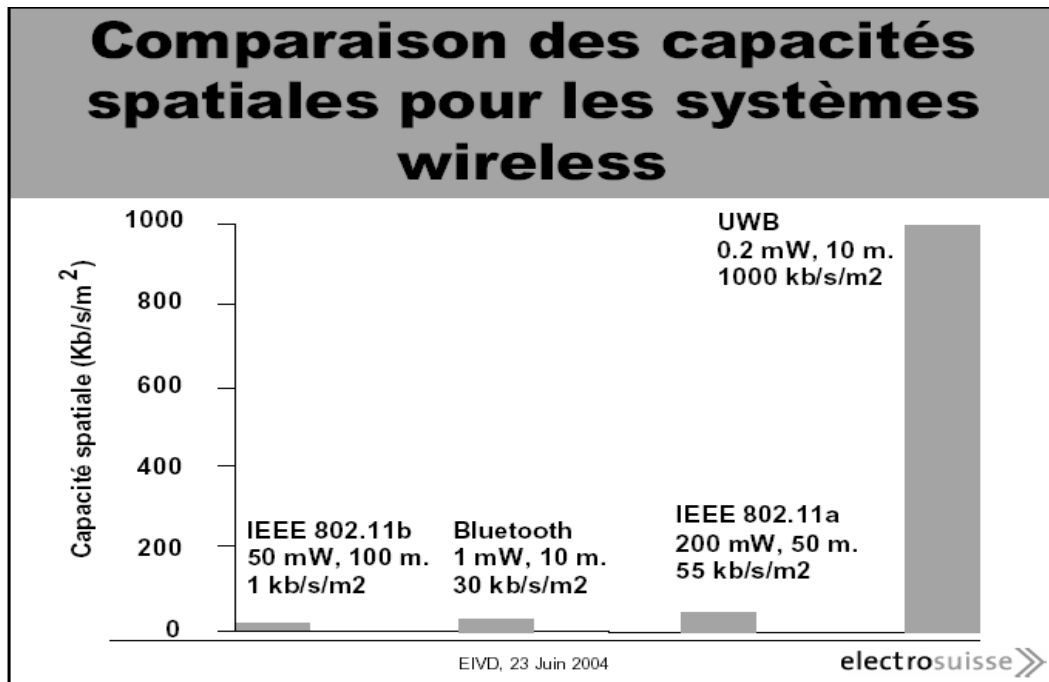


Figure I.8 : capacités spatiales comparées de différents systèmes sans fil

### I.3.2.2 L'optimisation du spectre alloué

Il est important de rappeler que, malgré les grandes possibilités de débit offertes par la largeur de bande, les niveaux d'émission fixés par la FCC aux Etats-Unis et suivis par les autres pays du monde sont très restrictifs. En effet, en respectant les limites de la part.15, l'ULB se voit en concurrence avec des rayonnements non-intentionnels de niveaux de puissance similaire. Les communications ULB doivent donc maximiser la puissance transmise en utilisant la totalité du masque fréquentiel qui leur est alloué, tandis que les émissions venant d'équipements non-radio contiendront plus de fréquences discrètes aléatoires et donc une puissance totale inférieure.

Afin d'obtenir un signal à très large bande passante, l'information est transmise, via de très courtes impulsions en bande de base, des émetteurs aux récepteurs. Typiquement, pour couvrir la bande WPAN de 3,1 à 10,6 Ghz, la durée de ces impulsions est de l'ordre de 100 à 500ps, sachant que leur durée est inversement proportionnelle à leur largeur de bande. La forme de ces impulsions joue également un rôle très important sur leur spectre et certains types d'impulsions permettent un meilleur contrôle du contenu spectral, ce qui les rend alors plus adaptées au masque FCC.



Les formes d'ondes couramment employées dans les communications impulsionnelles ULB sont les dérivées premières et secondes de la fonction gaussienne (Figure I.9) ne possédant pas de composante continue, voire des sinusoïdes fenêtrées par une gaussienne.

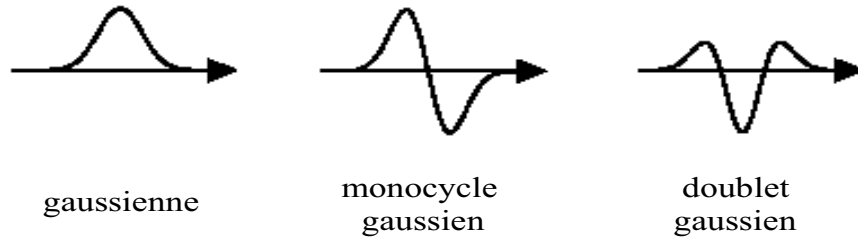


Figure I.9 : la fonction gaussienne et ses dérivées premières et secondes

La forme d'impulsion idéale pour les communications ULB serait un signal dont le contenu spectral serait exactement le même que le masque imposé par la FCC, c'est à dire la transformée de Fourier inverse de ce masque. Il a été montré en [I-18] que la forme temporelle de celle ci est très proche de celle du doublet gaussien d'équation :

$$x(t, \tau) = \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right) - \frac{t^2}{\tau^3} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right) \quad (I.4)$$

dont la transformée de Fourier est :

$$X(f, \tau) = (2\pi)^{5/2} \tau^2 f^2 \exp\left(\frac{-(2\pi f \tau)^2}{2}\right) \quad (I.5)$$

Cependant, en terme de densité spectrale de puissance, cette impulsion ne respecte pas le masque FCC en basses fréquences, notamment dans la bande allouée au GPS. Une meilleure approximation du pulse « idéal » FCC peut être obtenue avec une combinaison linéaire de fonctions sinus cardinal.

D'autres types d'impulsions ont également été étudiées pour les systèmes de communications ULB impulsionnelles, dont certaines basées sur des résultats de Scholtz qui montrent que ces impulsions peuvent être très bien modélisées par les fonctions polynomiales de Hermite [I-19].

La forme des impulsions transmises influence donc directement l'enveloppe spectrale du signal ULB, mais elle n'a pas d'effet, par exemple, sur le niveau d'amplitude de ce spectre qui est lié au taux de répétition temporel de l'impulsion par l'émetteur et donc au débit d'information émis. De même, la transmission d'impulsions à intervalles de temps réguliers pose de nombreux problèmes. Tout d'abord, les signaux arrivant de deux émetteurs distincts pourraient s'aligner temporellement, empêchant alors la bonne réception des données. Au niveau spectral ensuite, l'ensemble des impulsions générerait un spectre en peigne (« *comb spectrum* ») (Figure I.10) d'enveloppe fixée par leur forme, et dont les pics de DSP causeraient des interférences aux systèmes à bande étroite [I-20].

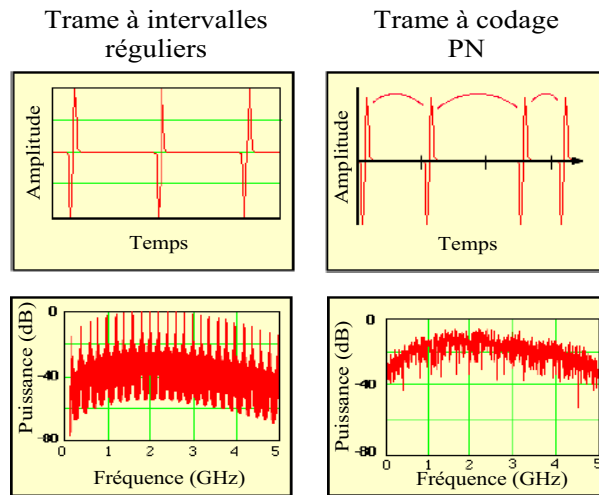


Figure I.10 : effets du codage PN

On peut noter toutefois qu'une succession d'impulsions identiques régulièrement espacées dans le temps sans modulation ne contient aucune donnée, et que les différents types de modulation ULB présentés en 1.3.2.3 altèrent cette régularité temporelle, atténuant alors un peu l'effet de raies spectrales. Cependant, afin de s'affranchir réellement de ce phénomène, un codage des trains d'impulsions est nécessaire. Un codage pseudo aléatoire de bruit est généralement utilisé pour décaler chaque impulsion d'un délai variable et rendre le spectre du signal plus régulier (Figure I.10), équivalent à du bruit blanc pour un utilisateur n'utilisant pas le même codage. Ainsi, un code est attribué à chaque utilisateur qui bénéficie alors d'un canal dédié uniquement détecté par le récepteur prévu et totalement transparent à tout autre usager ou système de communication. En théorie, cette technique de codage pseudo aléatoire des décalages temporels entre impulsions appelée « *Time Hopping* » permet au système de supporter un nombre infini d'utilisateurs, chacun sur un canal différent. Cette technique allège également l'effet des trajets multiples pouvant affecter les canaux en environnements très denses.

### I.3.2.3 Les différentes modulations ULB

Les trains d'impulsions des systèmes impulsionnels ULB sont régis par deux composantes:

- le codage pseudo aléatoire des décalages entre impulsions, propre à chaque utilisateur, qui permet la mise en canaux des systèmes,
- la modulation des trames d'impulsions, commune à tous les usagers, qui permet le codage de l'information à transmettre.

Les symboles sont composés d'une ou plusieurs trames, contenant chacune une impulsion. Le codage, évoqué au dernier paragraphe, décide du segment (« *chip* ») qu'occupera l'impulsion dans chaque trame. Il apporte ainsi une répartition plus régulière de l'énergie sur le spectre et permet une utilisation multi-utilisateurs. Il se doit donc d'être orthogonal vis à vis des autres codages et vis à vis

de lui même, c'est à dire qu'il ne doit présenter ni inter-corrélation ni auto-corrélation. De nombreuses recherches ont été faites dans ce domaine et montrent qu'un grand nombre de codages peuvent convenir à une utilisation en communications impulsionnelles [I-9][I-19][I-20], dont les plus usités et connus sont :

- Le Time-Hopping Code Division Multiple Access (TH-CDMA),
- le Delay-Hopped Code Division Multiple Access (DH-CDMA).

La modulation du train d'impulsions est un traitement supplémentaire afin de transmettre l'information. Son choix est essentiel et joue un rôle important sur les performances des systèmes ULB. Le schéma de modulation influe tout d'abord sur la densité spectrale de puissance du signal rayonné et par conséquent sur sa capacité de coexistence avec les autres équipements de communication. Mais d'autres caractéristiques rentrent en ligne de compte, comme par exemple les capacités de débit maximal ou le nombre d'utilisateurs possibles. Enfin, un avantage connu des modulations temporelles est une meilleure immunité aux trajets multiples. Les principes des modulations ULB les plus connues sont présentés dans les paragraphes suivants.

#### • La modulation PPM

La modulation par position de l'impulsion (« *Pulse Position Modulation* », *PPM*) est certainement la plus utilisée en association avec le codage par saut temporel (« *Time Hopping* »). Son principe est simple étant donné que l'information est contenue dans la position de l'impulsion dans le « chip ». Il s'agit donc d'une modulation temporelle ; un « 0 » pouvant être représenté en émettant l'impulsion 100 ps plus tôt dans le « chip » et un « 1 » en l'émettant 100 ps plus tard (Figure I.11). Cette technique est largement utilisée en communications ULB car elle permet l'utilisation d'un récepteur à corrélation homodyne, qui, associé à de bons filtres et intercorrélateurs détecte des signaux bien en dessous du niveau de bruit. De par la répartition des impulsions dans le temps, elle distribue plus uniformément l'énergie sur le spectre et permet un accès à de nombreux utilisateurs, mais elle ne possède pas des capacités de débit très élevés. Ses performances peuvent cependant être améliorées car cette modulation peut être soit binaire, soit M-aire en découpant le « chip » en  $2^M$  intervalles (Figure I.12). La modulation PPM M-aire (« *block waveform PPM* ») permet d'augmenter le débit utile, et ce sans dégrader les performances d'accès multiple pour un nombre de terminaux fixé.



Figure I.11 : principe de la modulation PPM

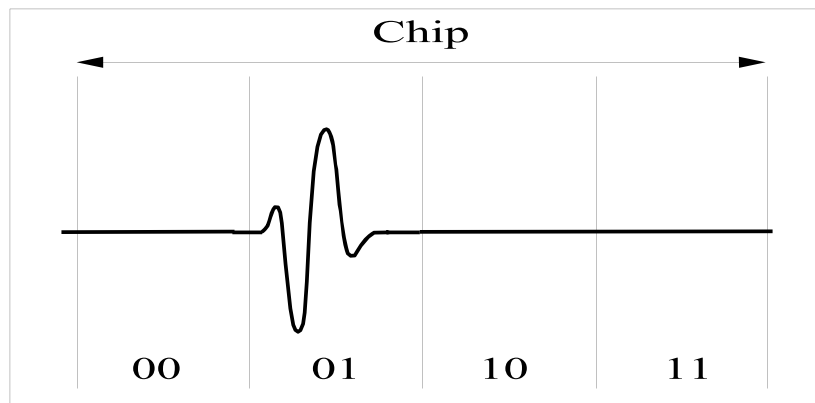


Figure I.12 : modulation PPM M-aire

### • La modulation PAM

Dans le cas de la modulation par amplitude de l'impulsion (« *Pulse Amplitude Modulation* », *PAM* ou « *Amplitude Shift Keying* », *ASK*), l'information est contenue non pas dans la position, mais dans l'amplitude de l'impulsion. De la même manière que pour la PPM, cette modulation peut être soit binaire, soit M-aire comprenant alors  $2^M$  niveaux d'amplitude différents.

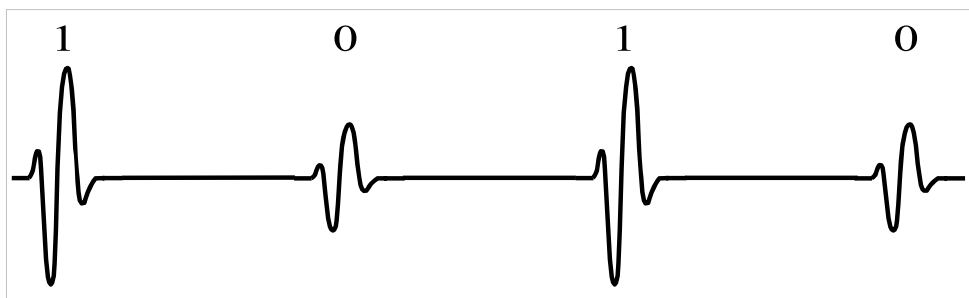


Figure I.13 : principe de la modulation PAM

### • La modulation OOK

La modulation « On-Off » (« *On Off Keying* », *OOK*) est un cas particulier de la modulation d'amplitude où le facteur multiplicateur entre l'impulsion représentant un « 1 » binaire et celle représentant un « 0 » est nul. Ainsi, l'information est comprise dans la présence ou l'absence d'impulsion dans le chip. Dans ce cas, bien sûr, la modulation ne peut être que binaire.

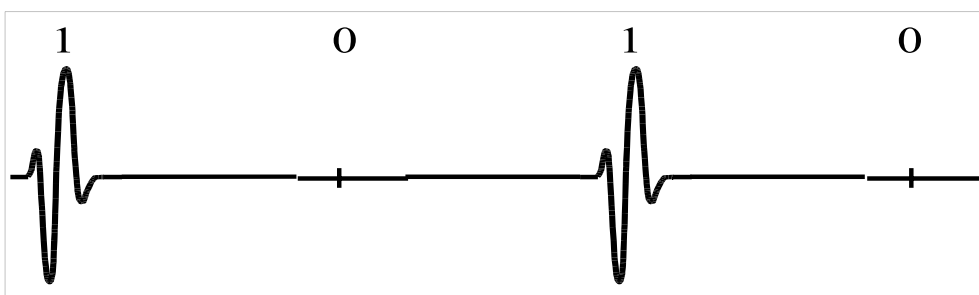


Figure I.14 : principe de la modulation OOK

### • La modulation BPSK

La modulation par inversion de polarité (« *Bi-Phase Shift Keying* », *BPSK*, ou « *Bi-Phase Modulation* », *BPM*) est également un cas particulier de la modulation d'amplitude mais dont le facteur multiplicateur entre une impulsion codant un « 1 » binaire et celle codant un « 0 » est -1. L'information est donc comprise dans la phase de l'impulsion émise. Cette modulation ne peut être que binaire, mais permet tout de même des débits élevés. Cependant, cette solution ne supporte pas un nombre important d'utilisateurs.

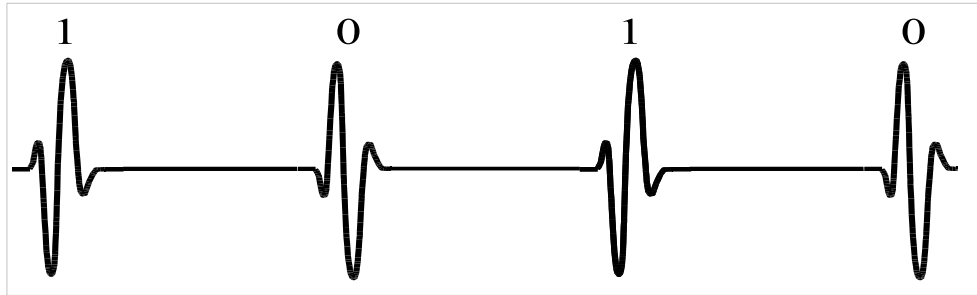


Figure I.15 : principe de la modulation BPSK

### • La modulation par doublet d'impulsions

Cette modulation fonctionne par paires d'impulsions dont la seconde est retardée d'un temps  $T_i$ . Ce délai variable entre les deux impulsions est fixé par le codage DH-CDMA permettant un accès multiple : un ensemble de délais pseudo-aléatoires  $[T_1, \dots, T_n]$  correspond à chaque utilisateur. L'information est portée par la seconde impulsion du doublet, modulée par inversion de polarisation.

## I.3.3 Les propositions multi bandes et leurs intérêts comparés

### I.3.3.1 La solution multibande

Dans le cadre du groupement de travail 802.15.3a dédié aux très hauts débits à courte portée, une nouvelle approche est proposée, profitant des définitions assez généralistes des systèmes pouvant être considérés comme ULB par la FCC. En effet, des mars 2003, plusieurs entreprises ont fusionné leurs idées et ont collaboré pour former une coalition autour d'une proposition unique. Cette coalition, pour une approche multibande de l'ULB, était menée par Intel et d'autres « majors » puis fut rejointe par Texas Instruments. Leur proposition divise la bande WPAN en sous bandes et utilise une modulation OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Le principe de cette modulation est de transmettre simultanément plusieurs symboles en parallèle sur différentes porteuses. Ainsi, en modulant sur  $N$  porteuses, il est possible d'utiliser des symboles  $N$  fois plus longs tout en conservant le même débit qu'avec une modulation monoporteuse. La bande spectrale allouée au standard WPAN est donc partagée entre les différentes porteuses (on peut remarquer qu'il existe une dualité temps/fréquence entre les modulation mono et multiporteuses : la première réalise un multiplexage temporel, tandis que la seconde réalise un multiplexage fréquentiel) et la puissance

de chaque symbole est ainsi distribuée sur plusieurs sous bandes afin de préserver les performances en présence d'une interférence à bande étroite. Enfin, ces différentes porteuses sont orthogonales entre elles afin de garantir une bonne efficacité spectrale et donc un débit binaire important.

Pour faciliter l'accès multiple, la technique à saut de fréquence est utilisée entre ces bandes. Ainsi, à chaque utilisateur correspond un code aléatoire qui lui est propre décidant des sous bande de fréquences sur lesquelles ses données seront acheminées au cours du temps : ici, le codage décide de la porteuse qui sera allouée à un instant donné à un utilisateur (« *multicarrier CDMA* »), de la même manière qu'il décidait du retard temporel en Time-Hopping CDMA (on retrouve bien alors la dualité temps/fréquence évoquée plus haut). Ainsi, les transmissions sont codées simultanément sur les différentes bandes de fréquences, qui peuvent être dynamiquement allouées ou supprimées selon les besoins (canal sélectif en fréquence, apparition d'une forte interférence radio à bande étroite, ...).

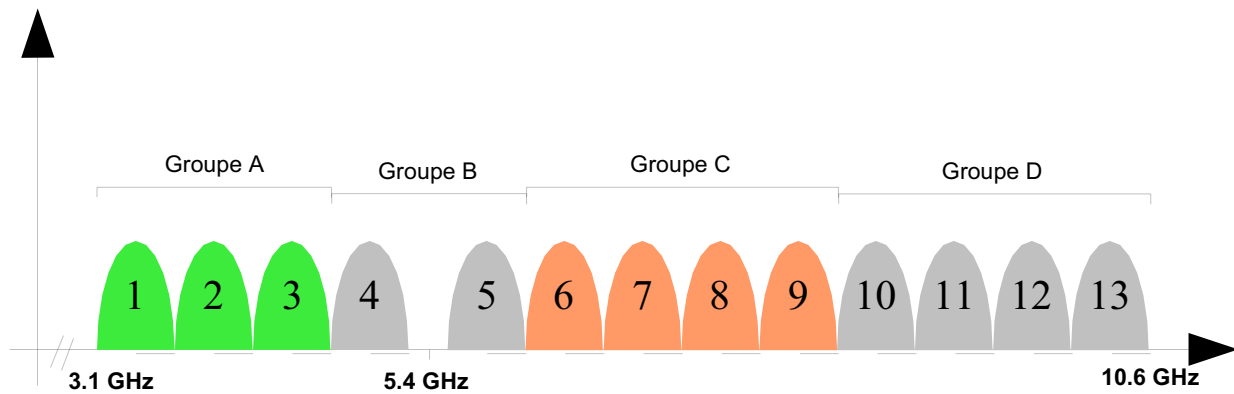


Figure I.16 : la solution multibande OFDM

La coalition Multibande OFDM [I-21] a donc choisi d'utiliser ce type de modulation plutôt qu'une approche impulsionnelle sans porteuse. La bande de fréquence de 3,1 à 10,6 GHz est alors divisée en plusieurs sous bande utilisant chacun 528 MHz de bande passante en continu (en accord avec les définitions de systèmes ULB de la FCC). Ces sous bandes sont ensuite réorganisées en quatre groupes A, B, C et D. Les trois sous bande de 3,168 à 4,752 GHz formant le groupe A sont utilisées pour les opérations standards. Les quatre sous bandes du groupe C, de 6,072 à 8,184 GHz, sont allouées à une utilisation optionnelle lorsque des cellules opérant simultanément sont très proches (uniquement à très courte distances à cause des fréquences élevées de ces groupes). Les groupes B et D contenant toutes les autres bandes de fréquences sont pour l'instant réservées pour de futures développements.

Les caractéristiques principales de cette solution multibande sont présentées dans la figure suivante :

Critères 802.15.3a		Caractéristiques de la coalition OFDM	
Paramètre	Valeurs	Allocation du spectre	
Débits (niveau PHY)	110, 220, (opt. 480 Mb/s)	No des bandes	3 (10 optionnelles)
Portée	10 m., 4 m. ou moins	Largeur de bande	528 MHz
Consommation	100 et 250 mW	Fréquences	4 groupes
Modes de contrôle de la puissance	Power save, wake up,...	Modulation	TFI-OFDM, QPSK
Nombre de piconets	4	Nombre de piconets	4
Interférences	Robuste aux syst. IEEE, PER<8%	Méthode d'accès mult.	Interleaving temps-fréquence
Co-existence	Au moins 6 dB en dessous du seuil de non IEEE 802.15.3a	Co-existence	Bande nulle pour WLAN
Coût	Idem Bluetooth	Codes corr. erreurs	Codes convolutionnels
Positionnement	A propager à une BD	Débits des codes	11/32 @110 Mb/s, 5/8@200 Mb/s, 3/4 @480 Mb/s
Extensibilité	Compatible avec 802.15	Marge	5.3 dB@10m@110 Mb/s 10.0 dB@4m@200 Mb/s 11.5 dB@2m@480 Mb/s
Acquisition signal	<20µs. (préambule)	Période du signal	312.5 ns symbole OFDM
Antennes	Dimensions consistante avec l'appareil		

Figure I.17 : caractéristiques de la coalition OFDM

L'intérêt principal de cette approche est sa flexibilité vis à vis des différentes réglementations pouvant émerger dans certains pays pour réguler les systèmes d'émission ULB différemment, en interdisant l'utilisation de certaines bandes de fréquences par exemple.

### I.3.3.2 La solution DS-CDMA

Une autre proposition soutenue par les sociétés Xtreme Spectrum et Motorola est également en compétition. Il s'agit d'une approche large bande, proche de la radio impulsionnelle, mais divisée en deux sous bandes. Cette solution exploite tout le spectre ULB et possède une bande de fréquences haute de 5,8 à 10,6 GHz, et une bande de fréquences basse de 3,1 à 5,2 GHz. Le spectre de ses émissions est décrit dans la figure ci-après :

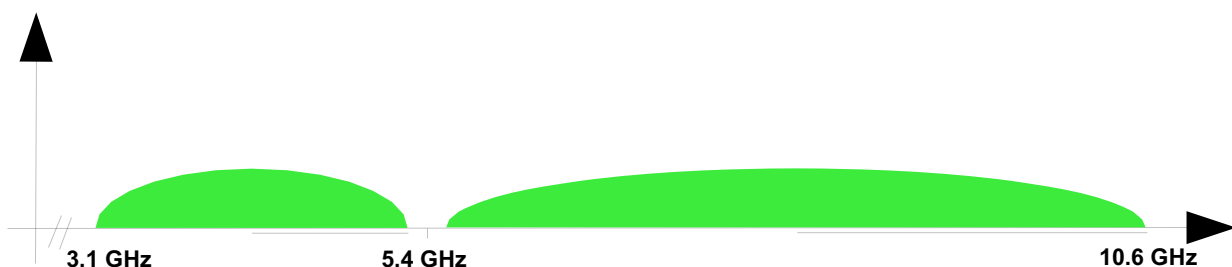


Figure I.18 : la solution DS-CDMA

Son fonctionnement s'appuie, comme en radio impulsionnelle, sur des impulsions de courte durée ayant des bandes passantes de plusieurs giga-hertz pour transmettre l'information. Cette solution peut donc être considérée comme possédant deux bandes radio impulsionnelles indépendantes. La solution d'Xtreme Spectrum s'appuie également sur l'utilisation d'un codage « Direct Séquence Spread Spectrum » (DS-SS) offrant une bonne efficacité spectrale et tirant profit du principe de Shannon pour obtenir de bons débits. Les caractéristiques principales de cette solution sont présentées dans la figure suivante :

Critères 802.15.3a		Caractéristiques de XtremeSpectrum	
Paramètre	Valeurs	Allocation du spectre	
Débits (niveau PHY)	110, 220, (opt. 480 Mb/s)	No des bandes	2
Portée	10 m., 4 m. ou moins	Largeur de bande	1.36 Ghz, 2.736 GHz
Consommation	100 et 250 mW	Fréquences	3.2 – 5.15 GHz 5.825 – 10.6 GHz
Modes de contrôle de la puissance	Power save, wake up, ...	Modulation	BPSK, QPSK, DS-SS
Nombre de pionsnets	4	Nombre de pionsnets	8
Interférences	Robuste aux syst. IEEE, PER<8%	Méthode d'acoès mult.	CDMA ternaire
Co-existence	Au moins 6 dB en dessous du seuil de non IEEE 802.15.3a	Codes corr. erreurs	Codes convolutionnels Code Reed-Salomon
Coût	Idem Bluetooth	Débits des codes	1/2 @110 Mb/s, RS(255,223)@200 Mb/s, RS(255,223) @480 Mb/s
Positionnement	A propager à une BD	Marge	6.7 dB@10m@114 Mb/s 11.9 dB@4m@200 Mb/s 17 dB@2m@480 Mb/s
Extensibilité	Compatible avec 802.15	Temps chip	731 ps, 365.5 ps (high band)
Acquisition signal	<20µs. (préambule)	Multipath	Egaliseur et RAKE
Antennes	Dimensions consistante avec l'appareil		

Figure I.19 : caractéristiques de la solution bi-bande

### I.3.3.3 Intérêts comparés des différentes approches

La comparaison opposera ici essentiellement les deux concepts pouvant être utilisés en communications Ultra Large Bande à savoir la radio impulsionnelle (IR) et l'OFDM. L'IR englobera tous les systèmes impulsionnels sans porteuses (approche mono-bande et bi-bande DS-CDMA), et l'OFDM toutes les solutions découpant la bande WPAN en sous-bandes de 500MHz à l'aide de porteuses orthogonales.

Le premier élément de comparaison sont les performances permises par ces différentes solutions, à savoir :

- leur efficacité spectrale,
- leur robustesse aux trajets multiples,
- leur capacité à supporter un nombre important d'utilisateurs.

Chacune de ces caractéristiques a une influence directe sur le débit et la portée des systèmes dans diverses situations.



Concernant l'efficacité spectrale, les défenseurs des systèmes impulsionnels mettent en avant leur meilleure exploitation du principe de Hartley-Shannon (equation(I.3)), leur très large bande passante leur garantissant une meilleure combinaison propagation/pénétration ainsi qu'une plus faible atténuation en trajets multiples. Selon eux, l'OFDM perd ces avantages propres aux signaux ULB, et nécessite donc des traitements d'atténuation des trajets multiples, d'amélioration du signal utile et de précision de localisation. De l'avis des partisans d'une solution multibande, cette solution offre tout de même une exceptionnelle efficacité spectrale, l'augmentation du nombre de porteuses améliorant à la fois cette efficacité et sa robustesse aux trajets multiples.

En effet, dans le cadre d'une utilisation en milieu encombré, propice aux trajets multiples, la solution OFDM est équivalente à plusieurs systèmes à bande étroite, subissant chacun une atténuation relativement constante : elle ne nécessite donc pas d'égaliseur en réception comme c'est le cas en radio impulsionnelle pour exploiter les trajets multiples. Il en résulte une capture de l'énergie optimale dans ces conditions [I-23]. Du fait de la période accrue des symboles utilisés en OFDM (bande plus étroite), cette technique de modulation réduit efficacement l'interférence entre symboles (IES). Cependant, cette robustesse aux trajets multiples se paie au prix d'émetteurs et récepteurs plus complexes pour combattre l'interférence entre porteuses (« *Intercarrier Interference, ICI* »). Dans le camp de la radio impulsionnelle, la meilleure résolution temporelle des trajets multiples est mise en avant. En effet, l'étalement temporel d'un environnement intérieur est supérieur à la durée d'une impulsion IR, mais beaucoup plus court qu'un signal OFDM pour qui le canal est équivalent à un canal d'atténuation : en radio impulsionnelle il est donc plus facile de résoudre les trajets multiples par traitement du signal en réception.

Une étude a été menée pour comparer les systèmes impulsionnels utilisant un codage par Time Hopping et les systèmes OFDM [I-24] dans diverses configurations d'environnement. L'auteur montre que la solution impulsionnelle supporte mieux l'ajout de bruit additif grâce aux très bonnes propriétés de corrélation du code, et souffre moins des interférences à bande étroite. Cependant, en cumulant plusieurs paramètres et notamment des trajets multiples et des interférences, ce qui est donc proche d'un environnement réel, l'OFDM surclasse la radio impulsionnelle. Les deux systèmes se sont montrés équivalents concernant une utilisation multi-utilisateurs.

Enfin, c'est surtout en termes de débits que l'OFDM prend l'avantage grâce à une fréquence de répétition plus basse qu'en radio impulsionnelle pour la même puissance pic et une plus grande vitesse d'acquisition. En effet, la solution impulsionnelle peinerait même à atteindre la portée de 10 m avec les débits nécessaires au standard 802.15.3a en environnement réel.

Un autre facteur de qualité mis en avant par les partisans de l'OFDM est sa flexibilité et son adaptabilité du fait de ses multiples bandes, en comparaison de la rigidité des systèmes mono-bande ULB. Ces critères s'adaptent à deux cas :

- l'adaptabilité aux différents masque spectraux de régulation pouvant émerger dans d'autres pays du monde,
- la flexibilité vis à vis d'interférences bande étroite pouvant survenir ou de canaux très sélectifs en fréquence.

Dans le premier cas, il pourrait s'agir d'une région du monde où les limites d'émission pour les systèmes ULB seraient plus sévères et restrictifs en terme de bande passante par exemple. Cette évolution serait alors connue à l'avance et ne nécessiterait pas de la part des systèmes une réponse en temps réel. Quelles que soient les fréquences touchées par cette restriction, la solution OFDM aurait le choix soit de supprimer la bande de fréquence touchée, soit d'utiliser un filtrage très sélectif si la bande de fréquences à éviter est assez étroite. La solution IR s'accommoderait également de ce changement en utilisant des formes d'ondes préprogrammées qui optimiseraient le spectre disponible. Il serait bien sur plus aisé de traiter des limitations portant sur la largeur de bande passante que des fréquences « interdites » au milieu du spectre, nécessitant alors l'utilisation de filtres. Les performances radio seraient bien sur affectées, mais l'accordage en fréquence peut être fait avec peu d'impact sur l'efficacité de la modulation, particulièrement dans un contexte multi-utilisateurs et à trajets multiples [I-22]. Enfin, la solution impulsionnelle pourrait également supporter un éventuel futur élargissement de la bande.

Dans le deuxième cas, à savoir la flexibilité des systèmes vis à vis d'interférences bande étroite ou de canaux sélectifs en fréquence, la solution OFDM met en avant sa réactivité en temps réel. Ainsi, il est possible à tout moment pour le système de « libérer » la sous-bande de fréquences touchée par les perturbations : les transmissions ne sont plus alors codées que sur les sous-bandes actives restantes. Il en résulte évidemment la perte d'une partie de l'efficacité spectrale et donc de débit du système. Les partisans de la radio impulsionnelle estiment même que dans des cas encore plus défavorables, les systèmes OFDM seraient obligés de sacrifier plusieurs sous-bandes ce qui dégraderait fortement leurs performances en multipliant les collisions entre utilisateurs. L'approche impulsionnelle apporterait alors un avantage important, notamment grâce à des techniques de traitement numérique du signal. Globalement, la solution monobande offre une bonne tolérance et capacité de réjection aux interférences radio-fréquences et présente de ce fait un meilleur rapport entre performances et complexité.

Un dernier critère de comparaison entre ces deux approches concerne leur faisabilité, soit :

- leur complexité d'implémentation,
- leur consommation,
- leur coût.

Il est communément admis que la radio impulsionnelle a pour avantage sa faible complexité comparé aux émetteurs/récepteurs avec porteuse, en partie grâce à l'économie de la partie en fréquence intermédiaire [I-12]. En effet, l'absence de fréquence porteuse implique une moindre complexité en radio fréquences, et permet des émetteurs de conception simple, faciles à implémenter, peu coûteux et de très faible consommation. De plus, cette technique de communication basée sur de brèves impulsions s'appuie sur une technologie plus ancienne et bien comprise, qui a déjà été commercialement utilisée dans le domaine du radar par exemple. Cependant, cette simplicité garante également d'une consommation contenue est à nuancer. Ainsi, la sensibilité des systèmes impulsionnels aux interférences nécessite des traitements importants en bande de base ce qui augmente les prix de fabrication et diminue les performances pures (la solution bi-bande impulsionnelle proposée par Xtrem-Spectrum est touchée dans une moindre mesure) . De plus, la gestion des trajets multiples par traitement du signal en réception se traduit par des récepteurs finalement complexes et difficiles à implémenter.

Du coté de l'alliance multi-bandes, la technique de modulation à porteuses orthogonales combat efficacement l'interférence entre symboles, mais au prix d'émetteurs/récepteurs complexes : cette solution implique de combattre l'interférence entre porteuses et de chercher des contraintes de linéarité plus poussées sur les éléments amplificateurs du circuit. En terme de consommation, elle nécessite également des pics de puissance plus importants car elle est plus sensible à la dynamique du signal. Il en résulte que l'OFDM est une solution globalement plus complexe et contraignante que la radio impulsionnelle, et présentant une consommation plus élevée.

Pour conclure, ces deux technologies, bien que très différentes et concurrentielles, sont tout de même deux approches toutes aussi modernes, excitantes, et performantes des nouvelles connections sans fil à haut débits. La radio impulsionnelle, plus dans l'état d'esprit initial de l'ULB, propose des performances en accord avec les attentes concernant cette technologie, à savoir une robustesse aux trajets multiples et aux interférences à bande étroites, une bonne résolution temporelle et spatiale, et des débits conséquents pour une complexité et des coûts limités. Cependant, la coalition multibande OFDM propose une solution innovante qui la surclasse notamment en terme de débits et d'adaptabilité en conditions réelles d'utilisation, mais le fait payer au prix d'une complexité et d'une consommation en hausse.

	<b><i>PERFORMANCES</i></b>	<b><i>ADAPTABILITE</i></b>	<b><i>FAISABILITE</i></b>
<b>OFDM</b>	<p>+</p> <p>Bonne efficacité spectrale</p> <p>Robustesse aux trajets multiples (faible IES)</p> <p>Débits élevés</p> <p>Meilleures performances en conditions réelles</p>	<p>+</p> <p>Possibilité de supprimer des sous-bandes</p> <p>Modifications en temps réel</p>	<p>+</p> <p>/</p>
	<p>-</p> <p>Interférences entre porteuses</p>	<p>-</p> <p>Dégradation des performances</p> <p>Collisions possibles si peu de porteuses disponibles</p>	<p>-</p> <p>Emetteurs/récepteurs complexes</p> <p>Consommation supérieure</p>
<b>Radio Impulsionnelle</b>	<p>+</p> <p>Bonne efficacité spectrale (Shannon)</p> <p>Robustesse aux trajets multiples car impulsions très brèves (traitement du signal en réception)</p>	<p>+</p> <p>Bonne tolérance aux interférences bande étroite</p> <p>Meilleur rapport performances /complexité</p>	<p>+</p> <p>Technologie déjà éprouvée</p> <p>Emetteurs simples et peu coûteux</p> <p>Faible consommation</p>
	<p>-</p> <p>Portée/débit ?</p>	<p>-</p> <p>Performances affectées</p> <p>Complexité des récepteurs en hausse</p>	<p>-</p> <p>Récepteurs complexes</p>

**Tableau I.1 :** intérêts comparés des approches multibande OFDM et radio impulsionnelle

## I.4 Les challenges en communication ULB

### I.4.1 Les limitations intrinsèques

Les systèmes de communications ultra large bande peuvent être présentés comme une technologie révolutionnaire affichant des performances exceptionnelles de capacité de débit obtenues avec des émetteurs et récepteurs de conception simple et consommant peu. Pourtant, il est déjà apparu dans les derniers paragraphes les premières concessions concernant les performances et la consommation selon la technique de transmission de l'information choisie. Ce paragraphe se propose de définir quelques limites propres à la conception des systèmes ULB, tant au niveau des débits possibles, que de la consommation et de l'implémentation.

Une première limitation concerne l'efficacité spectrale des systèmes ULB. Il est difficile tout d'abord d'obtenir une impulsion dont l'enveloppe spectrale optimise complètement le spectre alloué par la FCC en radio impulsionnelle, comme le montre l'étude faite en [I-18]. Seuls quelques points du spectre sont exactement aux niveaux maximaux d'émission permis. Concernant l'OFDM, les multiples porteuses se recouvrant en partie optimisent un peu mieux les limites fixées par la FCC, cependant ce sont des bandes entières de fréquences qui sont « sacrifiées » afin d'éviter des interférences.

Les capacités de canaux de propagations sont également limitées, non pas par la bande passante des systèmes ULB, mais par les fréquences de répétitions des impulsions (« *Pulse Repetition Frequency* », PRF) permises, les moyennages nécessaires et les performances des différents codages et modulations. Tout d'abord, la PRF est limitée par la réponse impulsionnelle du canal de propagation qui, si elle est fortement dispersive (dans le cas de canaux très perturbés), peut étaler exagérément l'impulsion émise et nécessiter une fréquence de répétition plus faible afin d'éviter l'interférence entre symboles (IES). La PRF est également intrinsèquement liée au niveau de puissance émise et se voit ainsi entravée par la régulation dictée par la FCC limitant les niveaux d'émission des systèmes ULB à -41,3dBm/MHz dans la bande 3,1 à 10,6 GHz. Dans un cas idéal de canal peu dispersif et de faible IES, la PRF se verrait tout de même limitée par les niveaux d'EIRP atteints. Les capacités de débit des systèmes de communication ULB sont enfin restreints par le type de modulation utilisé : les modulations d'ordre supérieur augmentant le débit binaire s'appuient sur des constellations plus complexes et impliquent des puissances pics à moyenne plus élevées et augmentent ainsi à la fois les niveaux d'émission et la consommation des systèmes. L'ensemble de ces facteurs explique les différences qui existent entre les débits théoriques attribués aux systèmes de communications ULB et les débits effectivement atteints : même la radio impulsionnelle n'utilise qu'une faible proportion de la capacité de canal théorique de Shannon (équation I.3).

Un autre caractéristique mise en avant pour les systèmes de communication ULB est leur faible consommation. Cependant, cette propriété était en partie due à la simplicité des émetteurs et récepteurs impulsionsnels, ainsi qu'à l'économie de la partie en fréquence intermédiaire de ces systèmes. Or, il a été évoqué dans le paragraphe précédent l'augmentation de la complexités des récepteurs impulsionsnels afin de gérer les trajets multiples par exemple. Au niveau des émetteurs, il est aussi difficile de maintenir la consommation de générateurs de fronts à la fois large bande et suffisamment rapides. Pour les systèmes utilisant une modulation OFDM, qui affichent des performances supérieures aux systèmes impulsionsnels, ils s'éloignent également du concept initial de l'ULB car ils utilisent des fréquences porteuses orthogonales. Ces résultats sont donc obtenus au prix d'une grande complexité des systèmes, ce qui se traduit par des puissances de traitement considérables, et donc une forte consommation de puissance.

Enfin, il existe des problèmes et limitations dans l'implémentation des émetteurs et récepteurs ULB. Ainsi, il n'est pas aisé de générer efficacement des impulsions ou bien d'obtenir une bonne synchronisation entre émetteurs et récepteurs, notamment au niveau de la génération d'horloge. Il est soulevé en [I-6] que ces problèmes influent fortement sur la vitesse d'acquisition des signaux. En effet, l'acquisition synchronisée de l'horloge et du code revient à minimiser le temps d'incertitude initial d'une nouvelle période d'horloge. Le but est d'obtenir un temps d'incertitude de l'ordre de grandeur du temps de résolution du signal, ce qui diminuerait au minimum le temps nécessaire à « retrouver » le signal utile. Etant donné le nombre de périodes d'horloge élevé durant une mesure, le temps d'incertitude se retrouve fortement augmenté, ce qui amène rapidement à des temps d'acquisition élevés, et limite par la même le débit du système à la réception.

### ***1.4.2 La coexistence avec les interférences***

La caractéristique des systèmes Ultra Large Bande est leur étalement de l'énergie spectrale de l'information à des niveaux très faible. Il en découle une quasi transparence pour tous les systèmes partageant le même spectre mais également un nombre important de ces interférences potentielles. Le challenge consiste donc à la fois à étudier les applications radio fréquence susceptibles d'être perturbées par les signaux WPAN, mais également à pouvoir gérer pour les systèmes ULB les nombreuses interférences à bande étroite affectant ses performances.

Par définition, un système ULB doit pouvoir fonctionner sur des fréquences déjà allouées mais à des niveaux si bas qu'ils sont assimilables à du bruit blanc pour les systèmes bande étroite partageant le même spectre. Cependant, des études doivent être menées afin de savoir justement en deçà de quel seuil les perturbations sont négligeables. Des études de grande envergure ont déjà été menées aux Etats-Unis par la FCC afin de fixer les limites d'émissions de ces systèmes ULB, et ce sur la totalité du spectre des fréquence de 100 MHz à 100 GHz. En effet, du fait de sa position de pionnière en la matière, la commission américaine devait à la fois définir des niveaux d'émission qui n'affecteraient pas les performances des systèmes sous licence (le GPS par exemple), mais également décider de la

largeur de bande allouée à l'ULB. Ainsi, il a été dégagé deux bandes de fréquences allouées à l'ULB: une bande basse de 200 MHz à 900 MHz, et une bande haute de 3,1 à 10,6 GHz utilisée pour les communications. Pour cette bande haute, une distinction a été faite entre les utilisations en intérieur et en extérieur des systèmes ULB : les émissions en intérieur sont limitées à -41,3 dBm/MHz, et celles en extérieur à -51,3 dBm/MHz.

Cependant, ces mesures ont été faites aux Etats-Unis : elles ne peuvent servir que de référence pour les autres pays dont le spectre des fréquences peut être différemment alloué. Des études sont donc également en cours dans le reste du monde pour évaluer des interférences causées par les systèmes ULB et fixer leurs propres limites qui pourront être différentes de celles de la FCC, tant au niveau de la largeur de bande que des niveaux d'émission permis. La bataille continue donc pour les droits du spectre des fréquences (PCS cellular, SDARS, GPS, aviation) et il n'est pas impossible que les communications ULB se retrouvent défavorisées dans certains pays du monde au profit d'autres émissions sous licence. Il existe aujourd'hui encore des incertitudes dans les négociations internationales, et des recherches toujours plus poussées sont encore en cours, même aux Etats-Unis sur les problèmes d'interférences.

Le deuxième challenge concerne la coexistence des systèmes ULB eux mêmes avec les interférences bandes étroites environnantes. L'affectation des performances a déjà été évoquée dans les paragraphes précédents et touche essentiellement les capacités de débit en augmentant le taux d'erreur. Les sources de perturbation sont multiples, mais la principale interférence dans la bande est la norme 802.11a Wi-Fi qui s'étale sur 100 MHz de 5,725 à 5,825 GHz. Certains choix de modulation ULB ont d'ailleurs préféré l'option de ne pas utiliser cette bande de fréquences comme par exemple la solution multibandes OFDM dont le groupe B n'affecte aucune porteuse à cette fréquence, ou le système bi-bande d'Xtrem Spectrum dont les deux bandes se trouvent de part et d'autre de cette fréquence. Pour tous les autres systèmes ULB utilisant cette bande ou pour d'autres interférences à bande étroites, il convient alors de trouver d'autres solutions comme l'utilisation de filtres sélectifs, mais ceux ci impliquent la connaissance par avance de ces nuisances. Or, étant donnés leur largeur de bande et leur faible niveau d'EIRP, les équipements ULB souffrent également de la concurrence des bruits additifs en provenance de tous les appareils émettant de manière non intentionnelle, soit à certaines fréquences, soit sur une large bande passante. Le défi pour les communications ULB consistera donc à trouver des solutions efficaces afin de limiter les effets néfastes de ces interférences et de maintenir leurs performances dans des environnements fortement bruités, et ce en restant dans une optique de faible complexité avec des coûts limités.

### ***1.4.3 L'estimation du canal***

Une des pistes d'études concernant l'amélioration des performances des systèmes ULB est la modélisation du canal de propagation. Ces études sont menées à partir de mesures dans différents types d'environnements, plus ou moins encombrés, avec ou sans trajet direct entre l'antenne d'émission et de réception. En effet, l'étude des liaisons point à point dans un environnement multi-trajets est un aspect important de l'étude des systèmes ULB car elle permet de cerner le potentiel de la technologie, les débits effectifs que l'on peut obtenir pour les systèmes de communications ULB en conditions réelles, et affiner les méthodes de réalisation de récepteurs adaptés.

Tout d'abord, la réception d'une simple impulsion après propagation dans un canal multi-trajet permet de réaliser la déformation et l'étalement subie par le signal initial. Le canal a une réponse en fréquence qui lui est propre, et chaque composante du spectre n'est pas forcément retardée ou atténuée de la même manière : le canal de propagation est alors qualifié de « dispersif » ou « sélectif ». Il est donc nécessaire de modéliser cette liaison entre émetteur et récepteur car les applications de communications hauts débits visées nécessitent un lien radio caractérisé réaliste. Ce dernier peut alors servir d'outil d'évaluation des performances d'un équipement ULB. Ce modèle de canal permet également d'évaluer la distortion subie par le signal initial au niveau du récepteur, ce qui dicte la difficulté d'implémentation de ce dernier. En effet, pour atténuer les divers trajets multiples les traitements appliqués au signal reçu augmentent sa complexité.

Des travaux sont actuellement en cours afin de modéliser des canaux de propagation typiques de différentes situations, mais seulement un nombre limité de mesures peuvent être considérées comme réellement « Ultra Large Bandes » (de plus de 500MHz de largeur de bande). Ces recherches sont très récentes, et en 2003 encore les mesures de canaux de propagation étaient jugées insatisfaisantes que ce soit au niveau de la bande passante, des environnements utilisés, ou des distances de séparations entre émetteurs et récepteurs. Il existe donc un besoin de caractérisation très large bande d'un environnement intérieur. De plus, le modèle doit être relativement simple afin d'être utilisable pour des tests et des validations de différentes propositions de solutions ULB. Enfin, différents critères sont utilisés pour quantifier la qualité d'un modèle de canal de propagation, comme le délai moyen d'étalement (« *mean Excess Delay* »), c'est à dire le délai moyen de l'ensemble des trajets indirects, ou le nombre de trajets supérieurs à -10 dB sous le trajet direct, ou lorsque plus de 85% de l'énergie totale est capturée.

Cependant, ces modélisations sont complexes et sensibles. Il est montré en [I-5] que l'estimation du canal devient plus difficile quand la largeur de bande du système augmente, du fait de l'augmentation du nombre de paramètres à estimer. De plus, certains systèmes à codage à étalement de spectre comme le CDMA sont très sensibles aux erreurs d'estimation du canal. Or, certains modèles de canaux peuvent être développés, mais il existe une infinité de canaux de propagation possibles, et ceux-ci évolueront rapidement avec le temps dans des cas réels d'utilisation.



L'estimation du canal de propagation dans le cas de signaux ultra large bande est donc un enjeu très complexe mais nécessaire à l'amélioration des performances des systèmes de communications WPAN.

#### ***1.4.4 Le dessin de l'antenne ULB***

L'antenne est aussi un élément très important de la chaîne émission/réception d'un système de communications Ultra Large Bande car c'est à elle qu'incombe le bon rayonnement de l'impulsion électrique générée par l'émetteur en onde électromagnétique. Du fait de son état d'interface entre le circuit et le canal de propagation elle fait partie intégrante des deux, et doit donc présenter des critères de performance propres à chacun d'eux. D'un point de vue circuit, l'antenne doit présenter une bonne adaptation d'impédance, un rendement optimal, une facilité d'intégration et un coût limité, tandis que de son appartenance au canal de propagation lui incombent des caractéristiques de rayonnement particulières et un comportement temporel peu dispersif.

Le premier objectif dans la conception d'une antenne ULB est donc l'adaptation d'impédance sur toute la bande WPAN de 3,1 à 10,6 GHz, soit une bande passante relative supérieure à 100 %. De manière générale, l'antenne doit être adaptée à l'impédance de sortie du circuit d'alimentation. Dans notre cas, en vue de l'instrumentation de mesure qui sera utilisée, cette adaptation est préférée à 50  $\Omega$  afin d'éviter le besoin d'adaptateurs d'impédance pouvant affecter à la fois la bande passante, mais aussi le rendement de l'antenne. En effet, au delà de la puissance acceptée par l'antenne, la puissance effectivement rayonnée, c'est à dire l'efficacité de rayonnement de l'antenne est également primordiale, et ce sur toute la bande de fréquences. Dans le contexte d'optimisation du spectre et de faible consommation les performances de l'antenne sont importantes, et ces conditions interdisent donc l'utilisation d'antennes chargées résistivement afin d'élargir leur bande passante car cela implique de fortes pertes entraînant ainsi une baisse de rendement.

La structure d'antenne retenue doit avoir un encombrement adapté au système afin de faciliter son intégration sur l'équipement de communications ULB. Le choix de la technologie est propre à chaque concepteur : une structure imprimée pourra trouver sa place sur une carte contenant également le circuit d'alimentation, tandis qu'un monopole sur plan de masse pourra se placer sur le capot d'un système sans fil. Enfin, les communications ULB étant inscrites dans une optique de diffusion de masse (gros volumes et tarifs attractifs), le coût de l'antenne doit rester limité.

Un deuxième aspect important dans la conception d'une antenne ULB est la façon dont l'impulsion va être rayonnée par l'antenne. Pour les applications de communication à courte portée qui nous intéressent ici, un caractère omnidirectionnel du rayonnement est généralement souhaité. Ce choix est principalement dicté par le besoin d'éviter que certaines zones dans une pièce ne soient pas couvertes soit par un trajet direct soit par une des multiples réflexions occasionnées par le canal de

propagation. En effet, les diverses modulations utilisées en ULB sont assez robustes aux trajets multiples et récupèrent une grande partie de l'énergie issue de réflexions : le but est donc pour l'antenne de couvrir tout l'espace de rayonnement. Concernant la pureté de polarisation, pour l'instant aucune préférence ou spécification ne semble mise en avant par les concepteurs de systèmes ULB. Cependant, certaines études ont été menées [I-13], montrant que la polarisation de l'antenne pouvait causer des distortions de signal, et ainsi augmenter les taux d'erreur des systèmes ULB dans certaines conditions d'utilisation.

Le caractère impulsionnel des communications ULB implique également une spécification propre aux antennes ultra large bande, à savoir le comportement temporel de l'antenne. En effet, l'antenne doit présenter une réponse impulsionnelle sans oscillations parasites qui affecteraient les performances du système en limitant notamment son débit. D'un point de vue fréquentiel, cet étalement temporel de l'impulsion est dû au fait que chaque composante de l'impulsion est émise d'un endroit différent de l'antenne, et arrive donc avec un retard plus ou moins grand au récepteur. D'autres types d'antennes peuvent également présenter des oscillations parasites imputables à des réflexions en bout de structure. Ces notions de dispersion qui n'affecteraient pas les performances d'équipement à faible bande passante, sont pourtant cruciales en ULB et font partie intégrante du cahier des charges de l'antenne. S'agissant d'antennes omnidirectionnelles, cette spécificité doit également être valable dans toutes les directions de rayonnement, ce qui augmente la difficulté de conception.

Enfin, de même que pour le canal de propagation, des modélisations d'antennes dans le domaine temporel sont également importantes afin de connaître leur influence dans la liaison radio, et par répercussion sur les performances des équipements ULB impulsionnels [I-26]. Ces caractérisations nécessitent cependant des équipements coûteux et performants afin d'obtenir des résultats assez précis, et ne peuvent être réalisés en environnement réel de propagation multi-trajet dans lequel l'influence de l'antenne ne serait pas identifiable. Afin de les intégrer dans des modèles de canaux de propagation, ces résultats devraient de plus être obtenus dans différentes directions de rayonnement de l'antenne.

La conception d'antennes pour systèmes ultra large bande impulsionnels représente donc un important challenge pour cette nouvelle technologie. De fait, ces antennes sont soumises à des restrictions de choix techniques nécessaires à leur intégration et leur coût. Elles doivent en sus présenter des caractéristiques temporelles dictées par la nature de cette technologie en plus des habituels critères de qualité d'une antenne « classique » comme l'adaptation d'impédance, le rendement, et le rayonnement. La véritable difficulté réside donc dans la faculté pour ces antennes de maintenir ces performances à la fois dans toutes les directions et à toutes les fréquences afin de ne pas affecter les performances de systèmes déjà fortement contraints.

REFERENCES :

- [I-1] – M. Rafie, « *Opportunities for UWB Design* », Host Web Seminar on Design of Ultra Wideband Wireless Networking Products , dec. 2003.
- [I-2] – K. Mandke, H. Nam, L. Yerramneni, C. zuniga, T. Rappaport, « *The Evolution of Ultra Wide Band Radio for Wireless Personal Area Networks* », Technology report, High Frequency Electronics, pp 22-30, Sept. 2003.
- [I-3] – J. R. Pierce, A. L. Hopper, « *Nonsynchronous time division with holding and with random sampling* », Proc. of IRE, vol. 40, pp. 1079-1088, sept. 1952.
- [I-4] – T. W. Barrett, « *History of Ultra WideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators* », Progress In Electromagnetics Symposium (PIERS), Cambridge, MA, July 2000.
- [I-5] – M. Terré, « *Communication en ultra large bande* », Séminaire CNFRS/URSI, 2002.
- [I-6] – « *Ultra-wideband (UWB) Technology* », <http://cs.smith.edu/~floor/uwb.html>.
- [I-7] – <http://www.multispectral.com/history.html>.
- [I-8] – P. Withington, L. Fullerton, « *An Impulse Radio Communications System* », in Proc. Of the International Conference on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics, Brooklyn NY, USA, pp 113-120, Oct. 1992.
- [I-9] – R. A. Scholtz, « *Multiple Access with Time-Hopping Impulse Radio* », Proc. Of the IEEE Milcom conference, Boston, MA, USA, pp 447-450, Oct. 1993.
- [I-10] – « *Notice of Inquiry* » in ET Docket N° 98-153, 63 Fed. Reg. 50184, 21 Septembre 1998.
- [I-11] – FCC, First Report and Order 02-48. Février 2002.
- [I-12] – D. Barras, F. Ellinger, H. Jäckel « *A comparison between Ultra-Wideband and Narrowband Transceivers* », TRILabs/IEEE Wireless 2002, Calgary, July 2002
- [I-13] – P. Stojkovski, Mike Faulner, « *Ultra Wide band Signal propagation for short range wireless communications* », Victoria university, Atrc Vacation Program 2002-2003
- [I-14] – R. Fontana, « *Current Trends in UWB Systems in the USA* », Advanced Radio Technology Symposium 2002, Tokyo, Japan, Dec. 2002.
- [I-15] – A. Silvennoinen, « *Unlicensed reuse of licensed spectrum: case UWB* », Seminar on Networking Business, Nov. 2004.
- [I-16] – I.D.A Singapor, « *Update of Worlwide UWB Regulation Status* », AWF Interim Meeting, March 2005.
- [I-17] – S. Robert, « *Ultra Large Bande – Une technologie de plus ?* », Jubilee de l'ITG, 23 juin 2004.
- [I-18] – G. Lu, P. Spasojevic, L. Greenstein, « *Antenna and Pulse Design for Meeting UWB Spectrum Density Requirements* », Proceedings of UWBST 2003, Reston VA, Nov. 2003.
- [I-19] – M. Ghavani, L. B. Michael and R. Kohno, « *Hermite Fonction Based Orthogonal Pulses for UWB Communications* », Proc. Wireless Personal Multimedia conference 2001, Aalborg, Denmark, pp.437-440, Sept. 2001.
- [I-20] – E. H. K. Yeung, J. Mitchell, « *Modelling of Ultra-wideband (UWB) Radio System* », The London Communication Symposium (LCS), 2002.

- [I-21] – <http://www.multibandofdm.org>.
- [I-22] - J. Barr, G. Rasor, « *TG3a Spectral Flexibility in Design of UWB Communication Systems* », IEEE P802.15-03/144r1. March 3, 2003.
- [I-23] – P. Meade, « *The Emergence of Multiband OFDM* », UWB Insider, July 21, 2003
- [I-24] - Dimitrie C. Popescu, Prasad Yaddanapudi, Ramakoteswara Kondadasu, « *OFDM vs. Time-Hopping in Multiuser Ultra Wideband Communication System* », 61st IEEE Vehicular Technologies Conference - VTC 2005 Spring, May 2005, Stockholm, Sweden.
- [I-25] – I. Z. Kovacs, P. C. F. Eggers, « *Ultra Wide-Band Communication for WLAN/WPAN Applications* », Dec. 2002.
- [I-26] – F. Sagnard, B. Uguen, G. El Zein, « *Etude de l'Emission et de la Réception de Signaux Impulsionnels par des Antennes Ultra-Large Bande : Modélisation et Expérimentation* », Journées Nationales des Micro-ondes (JNM), Lille, Mai 2003.



## Chapitre II Les antennes Ultra Large Bande (ULB)

Ce chapitre est consacré à la présentation des différentes antennes existantes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. Afin de mieux comprendre leur comportement, ces structures seront classées en catégories présentant chacune des spécificités bien précises. Les antennes indépendantes de la fréquence, qui présentent la propriété d'être dimensionnées identiquement à toutes les fréquences seront d'abord présentées. Leur géométrie possède en effet la particularité d'être étudiée afin de leur permettre de conserver des performances constantes sur plusieurs octaves. Certaines structures d'antennes élémentaires de forme évasée présentant également des caractères large bande seront décrites ensuite. Ces évolutions de simples dipôles utilisent la propriété selon laquelle leur largeur de bande passante est liée à leur épaisseur. On peut ainsi obtenir des antennes ULB dont le rayonnement est de type dipolaire. Les deux dernières catégories présentées seront les antennes à transition progressive et les cornets. Ces structures s'appuient sur la stabilité d'impédance des lignes de transmission et des guides d'ondes. Elles conservent ces caractéristiques en s'élargissant pour adapter progressivement la structure d'alimentation à l'impédance de l'espace libre de propagation. Les extrémités de ces antennes sont également optimisées pour rayonner efficacement ces ondes guidées. Le comportement des antennes les plus caractéristiques et les plus étudiées de chaque catégorie sera donc détaillé puis leurs performances seront comparées en vue d'une utilisation en communications ULB impulsionnelles. Une structure pourra alors être choisie comme base d'étude pour ce travail de thèse.

### II.1 Les antennes indépendantes de la fréquence

Théoriquement, les antennes indépendantes de la fréquence sont des antennes dont le diagramme de rayonnement, l'impédance d'entrée et la polarisation restent virtuellement inchangés sur une bande passante quasiment infinie. Leur fonctionnement est basé sur le principe de dimensionnement d'une antenne en fonction de la fréquence de travail. En effet, il est connu qu'en diminuant toutes les dimensions d'une structure rayonnante d'un facteur  $\alpha$ , seule sa fréquence de travail sera augmentée de ce facteur  $\alpha$ , mais l'ensemble de ses performances restera inchangé.

En partant de ce principe, si par une transformation continue les dimensions relatives d'une antenne se trouvent égales à toutes les longueurs d'onde, les propriétés de l'antenne sont conservées à toutes les fréquences. Il faut donc que l'antenne ne soit constituée que d'éléments pouvant se déduire les uns de autres par homothétie, et que sa structure soit donc définie uniquement par des angles et soit infinie.

Une autre condition est décrite dans Balanis [II-1]. Elle exclut de cette définition les antennes dont la distribution de courant le long des cônes ne décroît pas en amplitude en s'éloignant du point d'alimentation. Or, pour dessiner une structure idéalement « infinie », il est normalement requis que le courant diminue avec la distance en se propageant sur l'antenne. Ainsi, lorsque celui-ci devient négligeable, la structure peut être tronquée et considérée comme infinie. Cette troncature fixe également la fréquence la plus basse rayonnée par l'antenne. Les antennes équiangulaire introduites par Rumsey [II-2] et Dyson vers la fin des années 1950 remplissent ces conditions, tandis qu'une antenne biconique par exemple qui pourrait également être décrite uniquement par des angle, ne peut être considérée comme indépendante de la fréquence.

### ***II.1.1 Les antennes équiangulaires***

Ce paragraphe se propose de présenter quelques structures d'antennes équiangulaires indépendantes de la fréquence. Au lieu de rechercher une quelconque exhaustivité, on se contentera de présenter les structures les plus connues car les plus utilisées, et l'on s'attachera à décrire leur fonctionnement ainsi que leurs principales caractéristiques.

#### ***II.1.1.1 L'antenne spirale logarithmique***

L'antenne spirale logarithmique entre tout à fait dans la définition des structures dont la géométrie peut être entièrement définie par des angles. De plus, à chaque fréquence, seule une certaine région de l'antenne correspondant à une longueur d'onde participe au rayonnement, ce qui atténue fortement les courants au delà de cette région. Elle remplit donc bien les conditions de dessin d'une antenne indépendante de la fréquence.

L'équation en coordonnées polaires de la spirale logarithmique s'écrit [II-3]:

$$\rho(\theta) = \rho_0 e^{(a\theta)} \quad (\text{II.1})$$

avec  $\rho_0$  le rayon vecteur à l'origine et  $a$  le coefficient réglant l'expansion de la spirale.

Cette équation met bien en avant l'homothétie qui existe à une rotation près : si une portion  $p_0$  rayonne à une fréquence  $f_0$ , alors pour une fréquence  $f_1 < f_0$ , il y aura une portion plus longue  $p_1$  de longueur homothétique  $f_0/f_1$  par rapport à  $p_0$ . Cette portion  $p_1$  rayonne à  $f_1$  exactement comme  $p_0$  rayonne à  $f_0$ . Cette propriété est caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence.

Afin que l'antenne ait une impédance constante et indépendante de la fréquence, il faut également que la largeur de la partie rayonnante reste proportionnelle à la longueur des bras, et augmente donc au fur et à mesure que l'on s'éloigne du point d'alimentation de l'antenne situé au centre de la spirale. Dans ce but, le dessin des métallisations de l'antenne est formé par une bande limitée par deux

spirales de même centre:

$$\rho_1(\theta) = \rho_1 e^{(a\theta)} \quad (\text{II.2})$$

$$\rho_2(\theta) = \rho_2 e^{(a\theta)} = \rho_1 e^{(a[\theta - \theta_0])} \quad (\text{II.3})$$

Ces deux spirales limitent donc la zone métallisée d'un brin de l'antenne dans le cas d'une structure imprimée ou la zone découpée dans une feuille de métal dans le cas d'une antenne spirale à fente.

A moins d'être réalisée sur un plan de masse, l'antenne est généralement constituée de deux spirales imbriquées, de même centre, ce qui en fait une structure symétrique. De même que pour le premier brin, la forme du deuxième brin est bornée par deux équations :

$$\rho_3(\theta) = \rho_1 e^{(a[\theta - \pi])} \quad (\text{II.4})$$

$$\rho_4(\theta) = \rho_1 e^{(a[\theta - \pi - \theta_0])} \quad (\text{II.5})$$

Ainsi, la structure entière de l'antenne peut être définie seulement par son angle de rotation  $\theta$ , la longueur de ses bras, et le taux de spirale  $1/a$ .



Figure II.1 : antenne spirale logarithmique

Supposée de bande passante infinie, l'antenne spirale logarithmique, de même que les autres antennes indépendantes de la fréquence, affiche des bandes passantes atteignant facilement plusieurs octaves, mais tout de même limitées par les dimensions finies de la spirale réalisée. La limitation à hautes fréquences est fixée par l'écartement des points d'alimentation des deux brins qui doit être faible comparée à la longueur d'onde la plus courte (typiquement inférieure à  $\lambda/8$ ). Tandis que la limitation à basse fréquence est imputable à la longueur maximale des brins rayonnants. Leur taille est équivalente à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse pouvant être rayonnée par l'antenne.



L'alimentation de l'antenne se fait par le centre de la structure, les deux bras étant excités en opposition de phase. Les doublets ainsi créés tout le long des deux spirales créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de la spirale, ce qui implique un rayonnement bidirectionnel, mais assez peu directif avec des gains de typiquement 4dB. À une fréquence, seule une partie de la spirale rayonne. La zone se trouvant plus au centre se comporte alors comme une ligne d'alimentation, tandis qu'au delà les courants diminuent fortement du fait du rayonnement de l'antenne. Plus la fréquence à rayonner est basse, plus les parties de la spirale participant au rayonnement sont alors éloignées du point d'alimentation (sur un cercle d'environ  $\lambda/\pi$  de diamètre) et donc du centre de l'antenne.

Du fait de sa structure, la polarisation du champs rayonné par l'antenne spirale logarithmique est circulaire sur toute sa bande passante, mais peut devenir elliptique voire linéaire en bas de bande puisque l'on s'approche des dimensions maximales de l'antenne. En effet, pour les fréquences à laquelle les longueurs de brins sont légèrement inférieures à  $\lambda$ , les courants n'ont pas été assez atténués par suite du rayonnement et se réfléchissent donc en bout de structure. Cela crée une composante polarisée en sens inverse et, en interférant avec le courant incident, amène à un rayonnement elliptique voire linéaire.

Les améliorations généralement apportées à ce type d'antenne sont des bouts de bras effilés pour une meilleure adaptation en fin de ligne. Cet aménagement diminue l'effet de réflexion en bout de brins qui affecte le rayonnement, et permet d'obtenir une impédance d'entrée plus constante.

Il n'est pas rare non plus de voir des structures utilisées avec une cavité afin d'éviter le rayonnement arrière de l'antenne. Ainsi, pour un radar à pénétration de sol à saut de fréquences [II-4], l'antenne ne détecte que les réflexions provenant du rayonnement avant. Cette technique est cependant utilisée aux dépens de l'efficacité de rayonnement qui se voit alors divisée par deux, la totalité du rayonnement arrière étant absorbée dans la cavité.

Enfin, pour exciter cette structure symétrique d'antenne à l'aide d'un connecteur SMA, un symétriseur également adaptateur d'impédance est très souvent requis. En effet, l'impédance d'entrée d'une antenne spirale logarithmique est typiquement de 75 à 100  $\Omega$  et varie selon l'épaisseur des bras et le substrat utilisé ; celle d'une antenne spirale à fente autocomplémentaire est de 188,5  $\Omega$  conformément au principe de Babinet. Malheureusement, ce type de symétriseur large bande affecte parfois les performances des antennes en rajoutant des pertes et en limitant leur bande passante.

### ***II.1.1.2 L'antenne spirale conique***

L'antenne spirale conique est la version à 3 dimensions de l'antenne spirale logarithmique. Le

principe de fonctionnement équiangulaire est donc le même, et l'antenne est dimensionnée identiquement sur une très large bande de fréquences. Ici, les spirales formant l'antenne sont imprimées sur un cône diélectrique qui sert également de support à la structure.

Les équations des deux bords internes et externes d'une spirale sur une surface conique sont décrites par les relations suivantes :

$$r_1(\Phi) = r_1 e^{(a \sin \theta_0) \Phi} = r_1 e^{b \Phi} \quad \text{II.6}$$

$$r_2(\Phi) = r_2 e^{(a \sin \theta_0) \Phi} = r_1 e^{(a \sin \theta_0)(\Phi - \Phi_0)} = r_1 e^{b(\Phi - \Phi_0)} \quad \text{II.7}$$

avec  $\theta_0$  le demi angle au sommet du cône.

De même que pour l'antenne spirale plane, la structure conique peut être constituée soit d'une seule spirale et donc nécessiter de l'utiliser conjointement avec un plan de masse (mais dans certains cas cette configuration diminue la bande passante), soit de deux brins de même centre imbriqués et excités en opposition de phase. La structure devient alors symétrique.

Pour une structure symétrique, les équations des bords des spirales du second bras peuvent être déduites de II.6 et II.7 mais décalées de  $180^\circ$ .

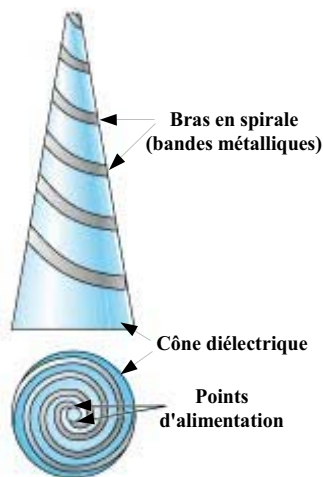


Figure II.2 : antenne spirale conique  
(vues de côté et dessus)



Figure II.3 : exemple de réalisation d'une antenne spirale  
conique

Une attention particulière est à porter à la technique d'alimentation au sommet de la spirale qui ne

doit pas perturber le fonctionnement de l'antenne. Une pratique décrite en [II-2] consiste à enrouler le câble d'alimentation le long de la spirale. Au besoin, l'utilisation d'un « faux » câble, dont la masse sera reliée à l'âme centrale du coaxial alimenté, est possible pour préserver la symétrie de l'ensemble. Ainsi, un symétriseur n'est plus nécessaire à l'alimentation de la structure. Une autre technique, plus conventionnelle consiste à placer le circuit d'alimentation au sein même du cône et de vérifier le bon alignement avec les extrémités des deux spirales.

La largeur de bande passante est uniquement limitée par les dimensions des rayons extrêmes de la spirale. De la même manière que pour l'antenne spirale logarithmique plane, à chaque fréquence, seule la partie des brins dont la distance par rapport au point d'alimentation équivaut à une longueur d'onde rayonne. Le centre de phase de l'antenne change donc de position à chaque fréquence. Cependant, du fait de la structure conique de l'antenne à 3 dimensions, le centre de phase se déplace fortement le long de l'axe du cône et se rapproche de sa base à mesure que la fréquence à rayonner diminue, affectant alors les bonnes performances de l'antenne, notamment en terme de gain [II-5].

Le rayonnement n'est plus bi-directionnel mais plutôt unidirectionnel dans la direction suivant le sommet du cône et est maximal selon cet axe. Le rayonnement arrière demeure mais diminue pour les structures dont l'angle d'ouverture  $\theta_0$  est faible. Un rayonnement réellement unidirectionnel est donc obtenu au prix d'un encombrement important. La polarisation du champ rayonné est toujours circulaire sur la quasi totalité de la bande passante. Cependant, l'angle d'ouverture du cône ne doit pas être trop grand (typiquement inférieur à  $120^\circ$ ), auquel cas le rayonnement deviendrait elliptique.

L'impédance d'entrée de l'antenne spirale conique est constante sur de très larges bandes passantes, et présente une meilleure stabilité que la spirale plane.

### ***II.1.1.3 L'antenne à spirale d'archimède***

L'antenne à spirale d'Archimède se présente sous la forme de deux spirales imbriquées autour d'un même centre d'expansion, imprimées sur un substrat plan servant de support à la structure. Le brin de la spirale est décrit par l'équation suivante [II-6] :

$$\rho(\theta) = \rho_0 + a\theta \quad (\text{II.8})$$

où  $\rho_0$  est le rayon vecteur à l'origine et  $a$  une constante décrivant l'expansion de la spirale.

D'après cette équation on voit que ce type d'antenne n'est pas définie uniquement par des angles et s'éloigne donc légèrement du concept d'antennes indépendantes de la fréquence.



Figure II.4 : antenne à spirale d'Archimède

Ce type d'antenne est plus utilisé que les spirales logarithmiques, car l'étalement linéaire des bras de la spirale permet plus de tours par unité de surface que la géométrie logarithmique. Ainsi les brins sont beaucoup plus longs que ceux de la spirale logarithmique, et le rayonnement de l'antenne à différentes fréquences est davantage imputable à la circonférence du cercle proche de la longueur d'onde à rayonner que de la longueur des brins de la spirale. En ce sens, son fonctionnement se rapproche plus de celui d'une structure périodique que linéaire : pour chaque tour, le module du rayon vecteur augmente d'un pas de  $2\pi a$ .

Pour le reste, cette antenne présente des propriétés analogues à celles de la spirale logarithmique [II-6]. Ainsi, sa très large bande passante de plusieurs octaves est bornée par les dimensions extrêmes de la spirale, et l'encombrement de la structure est de l'ordre d'une longueur d'onde à la fréquence la plus faible. Du fait de son dessin auto complémentaire, son impédance d'entrée est théoriquement de  $188,5 \Omega$  (en réalité, son impédance varie typiquement de  $120$  à  $200 \Omega$ ).

Son rayonnement est le même que pour une antenne spirale logarithmique, à savoir bidirectionnel suivant les directions normales au plan de l'antenne, et de polarisation circulaire. Le centre de phase de l'antenne varie également avec la fréquence car la zone participant au rayonnement de l'antenne se trouve sur un anneau de diamètre environ  $\lambda/\pi$ . Il en découle un caractère dispersif de rayonnement de l'antenne comme décrit en [II-7].

De même que pour l'antenne spirale logarithmique, ce type de structure rayonnante peut être utilisée avec une cavité absorbant le rayonnement arrière afin d'obtenir un caractère unidirectionnel [II-7].

### ***II.1.2 Les antennes log-périodiques***

Les antennes log-périodiques introduites en 1959 par Duhamel et Isbell de l'université de l'Illinois

s'appuient sur le concept d'antennes dimensionnées pour toutes les fréquences, mais apportent un caractère périodique plutôt que linéaire aux structures. En effet, les antennes indépendantes de la fréquence ont un phénomène de répétition dans leur structure qui amène une répétition en fréquence de leurs caractéristiques. Cependant cette évolution idéalement linéaire (antennes équiangulaires), peut également être périodique : l'antenne est alors constituée d'éléments rayonnants qui se déduisent les uns des autres en multipliant leurs dimensions d'un facteur  $\tau = f_2/f_1$ . Ces éléments se répètent ainsi avec une période  $\ln(\tau)$  fonction du logarithme de la fréquence, d'où l'appellation d'antennes « log-périodiques ».

Leur principe est donc analogue à celui des antennes indépendantes de la fréquence, à la différence qu'elles ne sont pas entièrement définissables uniquement par des angles et ne répondent donc pas exactement à leurs définitions. En général, seule l'enveloppe des structures log-périodiques est définissable par un angle constant, mais les formes à l'intérieur de cet espace peuvent varier (dipôles, trapèzes, arcs de cercles, etc...). Bien que les performances de ce type d'antennes soient par définition périodiques en fréquence (impédance, rayonnement, etc), les variations généralement observées sont relativement faibles, ce qui leur vaut d'être habituellement classées tout de même dans la catégorie des antennes indépendantes de la fréquence.

### II.1.2.1 L'antenne log-périodique circulaire

Une antenne log-périodique circulaire est définie par plusieurs paramètres [II-9] :

- le rapport  $\tau$  qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne :

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{f_1}{f_2} \quad (\text{II.9})$$

Avec  $f_2 > f_1$ .

Plus  $\tau$  est proche de 1, plus l'antenne se rapprochera du comportement idéal d'une antenne indépendante de la fréquence, mais il y aura cependant plus d'éléments périodiques (ici les « dents » de la structure) pour couvrir la même bande de fréquences.

- le rapport  $\chi$  qui définit la largeur des dents :

$$\chi = \frac{r_n}{R_n} \quad (\text{II.10})$$

- les angles  $\alpha$  et  $\beta$  qui définissent la longueur des dents,
- les rayons minimums et maximums ( $r_{\min}$  et  $r_{\max}$  qui limitent les extrémités de la structure).

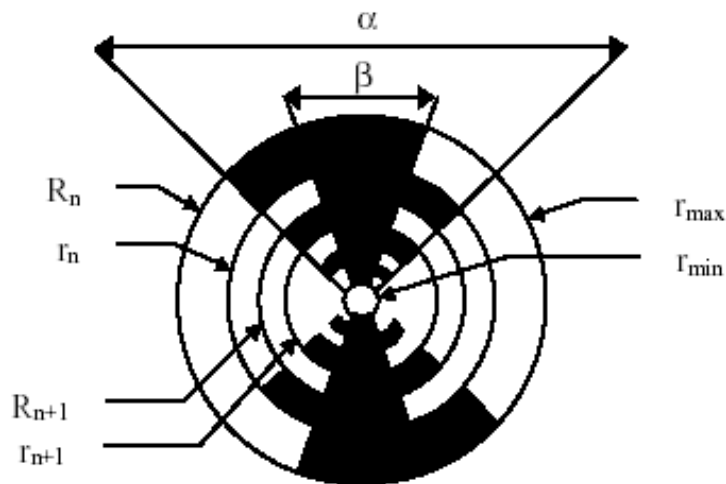


Figure II.5 : paramètres d'une antenne log-périodique circulaire

La fréquence basse d'adaptation est fixée par la longueur de la plus longue des dents (environ  $\lambda/4$  à cette fréquence). Cela revient à peu près à un encombrement pour l'antenne de l'ordre de grandeur d'une longueur d'onde à la fréquence la plus basse, mais qui peut être diminuée en utilisant des substrats à forte constante diélectrique (il convient alors de faire un compromis encombrement/efficacité/bande passante). La fréquence haute d'adaptation est liée à la dent de plus petite dimensions selon la même relation. Comme pour les antennes équiangulaires, cela a pour conséquence que seule une partie de l'antenne dont les « dents » mesurent un quart de longueur d'onde contribue au rayonnement, et cette zone se rapproche du point d'alimentation de l'antenne à mesure que la fréquence augmente, ce qui amène un caractère dispersif à l'antenne.

Le diagramme de rayonnement est également bidirectionnel, symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant sa normale et nul dans ce plan. L'ouverture à -3dB, qui dépend fortement du rapport  $\tau$  de périodicité de la structure, est d'environ  $60/70^\circ$  en moyenne ce qui représente donc une assez faible directivité. La polarisation est linéaire avec des ouvertures identiques dans les deux plans E et H. Le gain maximal est typiquement de 4 dB.

Cette antenne est généralement réalisée avec deux brins symétriques comme en Figure II.5, ce qui implique l'emploi d'un symétriseur dans le circuit d'alimentation. La réalisation peut également être filaire car la distribution de courants sur la structure planaire est maximale sur les bords de celle-ci. Une structure filaire présente donc quasiment les mêmes performances. Généralement, cette antenne filaire est plutôt utilisée pour des applications en basses fréquences, et la planaire en hautes fréquences.

#### II.1.2.2 L'antenne log-périodique trapézoïdale

L'antenne log-périodique trapézoïdale n'est autre qu'une antenne log-périodique circulaire dont tous

les bords (extrémités de l'antenne, forme des « dents ») présentent un profil plat plutôt qu'incurvé.

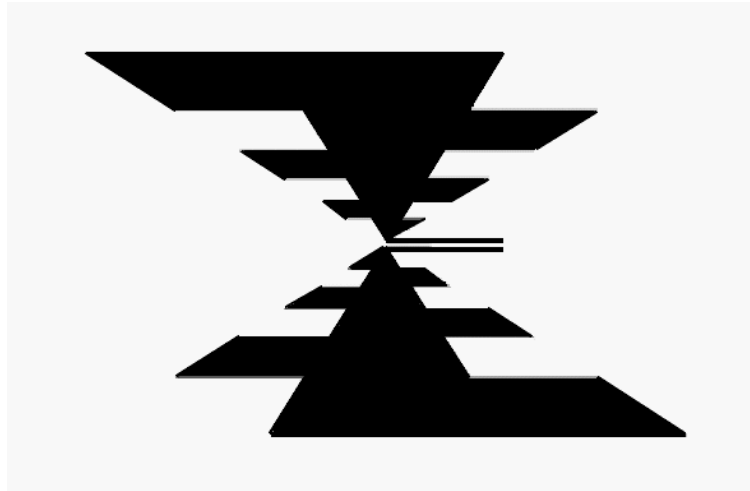


Figure II.6 : antenne log-périodique trapézoïdale

Il s'agit donc d'une géométrie plus facile à fabriquer, notamment pour la version filaire, dont les performances sont identiques à la version circulaire que ce soit en termes de bande passante (plusieurs octaves), de dimensionnement, ou de rayonnement toujours bidirectionnel en polarisation linéaire et dont la directivité est fonction du rapport de périodicité de la structure. Enfin, son alimentation est symétrique et son caractère toujours dispersif.

### ***II.1.2.3 L'antenne dipôle log-périodique***

L'antenne dipôle log-périodique correspond à une antenne log-périodique trapézoïdale dont l'angle  $\beta$  tendrait vers 0, ce qui réduit alors les triangles alimentant les dipôles parallèles en simples lignes. Une autre différence concerne le diamètre des différents dipôles qui reste constant au lieu d'augmenter périodiquement ; seule leur longueur suit cette évolution. Cette approximation est acceptable pour que ses performances restent à peu près constantes jusqu'à des largeurs de bande relatives de 130 % . Comme pour les autres structures log-périodiques, l'antenne est complètement caractérisée par son angle d'ouverture au sommet  $\alpha$ , qui fixe la taille des dipôles en fonction de leur éloignement du point d'alimentation. De même, son rapport de périodicité  $\tau$  indique le rapport entre deux longueurs successives de dipôles.



**Figure II.7 : exemple de réalisation de dipôle log-périodique**

Les dipôles successifs sont connectés alternativement à une ligne de transmission centrale symétrique qui peut être croisée afin d'éviter les interférences de rayonnement (rayonnement arrière notamment) entre dipôles successifs en les déphasant de  $180^\circ$  les uns par rapport aux autres. Un autre moyen plus commode d'alimentation est l'utilisation d'un câble coaxial qui court le long d'une des deux branches d'alimentation, tandis que son conducteur central est connecté à l'autre branche. Cette technique présente l'avantage d'éviter l'utilisation d'un symétriseur.

Comme pour les autres structures log-périodiques, l'antenne est alimentée à son sommet, et l'énergie se propage le long des câbles d'alimentation jusqu'à atteindre des dipôles de dimensions  $\lambda/4$ . Avant ces zones, la tension reste constante le long de l'antenne. Il s'agit donc d'une région de transmission. La zone active est le lieu de forts courants qui contribuent au rayonnement de l'antenne, tandis qu'au delà les courants et les tensions sont faibles. Ce comportement a donc deux conséquences : l'éloignement de la zone active de l'antenne (c'est à dire du centre de phase) du point d'alimentation à mesure que la fréquence à rayonner diminue, et la limitation de la bande passante de l'antenne fixée par les dimensions de ses dipôles extrêmes.

Les performances de l'antenne dipôle log-périodique sont liées à son angle d'ouverture et au rapport de périodicité qui fixent sa géométrie. L'impédance d'entrée tout d'abord dépend de  $\alpha$  et  $\tau$  : pour une valeur de  $\tau$  fixée, l'impédance d'entrée de la ligne va diminuer lorsque  $\alpha$  augmente ( passe de 77 à 54  $\Omega$ , pour  $\alpha$  variant de 10 à  $30^\circ$ , et  $\tau$  fixé à 0.95 [II-1]). De même, lorsque  $\tau$  diminue, l'impédance d'entrée va augmenter (moins d'éléments seront connectés en parallèle à la ligne par unité de longueur).



Pour de grandes valeurs de  $\alpha$  ou de petites valeurs de  $\tau$ , les structures seront plus compactes avec des éléments moins nombreux et plus espacés. A l'inverse, un angle  $\alpha$  plus faible ou un rapport  $\tau$  augmenté impliquent des antennes constituées de beaucoup plus d'éléments, et dont les performances seront plus linéaires, avec de meilleurs gains. En effet, le rayonnement de l'antenne, en polarisation linéaire, présente un caractère unidirectionnel avec un maximum dans la direction suivant son sommet. Sa directivité varie typiquement de 5 à 11 dB [II-1] et augmente avec  $\tau$  ou lorsque  $\alpha$  diminue.

Ce type d'antenne peut être réalisé soit à base de fils métalliques (Figure II.7), soit être imprimé sur un substrat. Elle peut être adaptée sur des bande passantes de l'ordre de 5 octaves. Cependant ses performances varient légèrement avec la fréquence, notamment en terme de rayonnement où la directivité augmente en haut de bande. Elle ne peut également pas être utilisée comme source d'un réflecteur ou d'une lentille du fait du déplacement de son centre de phase en fonction de la longueur d'onde du signal à rayonner.

## **II.2 Les antennes élémentaires**

De très bonnes performances en terme de largeur de bande peuvent également être obtenues à partir d'antennes dites élémentaires. Cette catégorie d'antennes ULB est en fait une évolution des simples dipôles ou monopôles dont le comportement est bien connu et décrit dans de nombreux ouvrages. En effet, une caractéristique exploitée de ces antennes est que leur bande passante augmente avec le diamètre, et donc la surface, de leur cylindre rayonnant. Cette idée est développée et donne naissance à des antennes de formes évasées coniques, triangulaires, rondes ou elliptiques qui possèdent alors des propriétés ultra large bande. De plus, ces antennes conservent les caractéristiques intéressantes de rayonnement omnidirectionnel ainsi que les règles de dimensionnement des antennes monopôles ce qui en fait des structures relativement compactes.

### ***II.2.1 L'antenne biconique***

La fin des années 1930 apporte un renouveau d'intérêt pour les antennes possédant de larges bandes passantes, notamment dans le cadre des recherches pour la télévision. Ainsi, l'antenne biconique est introduite par Carter en 1939 [II-10]. Son concept est basé sur le fait que des structures d'antennes filaires plus épaisses amenaient à des bandes passantes plus large. Celle-ci pouvait être encore plus étendue si les conducteurs s'évasent pour former la structure biconique.

Il s'agit d'une structure symétrique dans laquelle chaque cône opposé peut être considéré comme une ligne de transmission s'évasant à l'infini. L'application d'une tension à leur sommet produit des ondes sphériques entre les cônes, principalement en mode TEM. La tension ainsi générée entre les cônes et les courants à leur surface permettent de déduire l'impédance d'entrée de la structure infinie. Il est montré en [II-1] que la tension entre deux points symétriques sur chaque cônes à une

distance  $r$  de l'origine s'écrit :

$$V(r) = \eta H_0 e^{-jkr} \ln\left[\cot\left(\frac{\alpha}{4}\right)\right] \quad (\text{II.11})$$

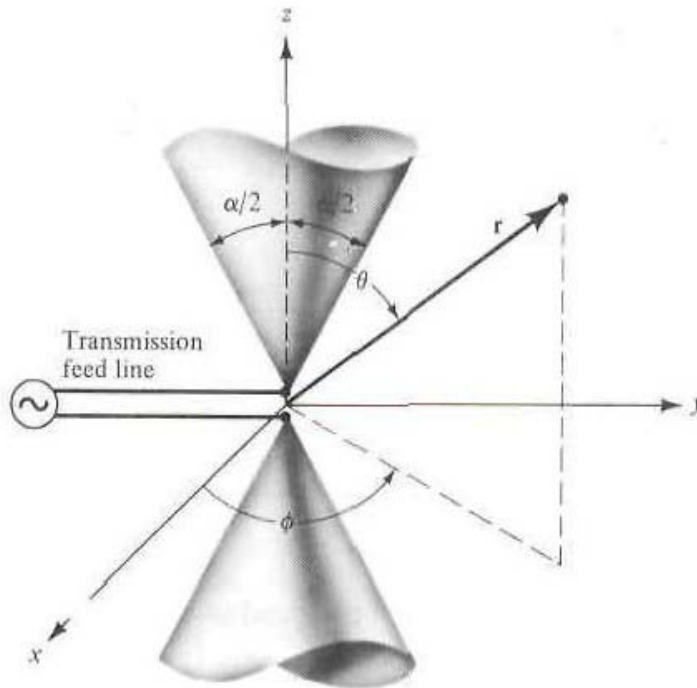
De même, les courants à la surface de ces cônes s'expriment par :

$$I(r) = 2\pi H_0 e^{-jkr} \quad (\text{II.12})$$

d'où l'impédance caractéristique des cônes (égale à l'impédance d'entrée de l'antenne car indépendante de  $r$ ) :

$$Z_c = \frac{V(r)}{I(r)} = Z_{in} = 120 \ln\left[\cot\left(\frac{\alpha}{4}\right)\right] \quad (\text{II.13})$$

Cette impédance est purement réelle car l'antenne est uniquement parcourue par une onde progressive.



**Figure II.8 : antenne biconique infinie**

Cependant, ces caractéristiques sont obtenues dans le cas de structures infinies, ce qui n'est bien sûr

pas réalisable. Lorsque les cônes sont tronqués, alors une partie de l'énergie est réfléchi en bout d'antenne, les cônes peuvent alors être vus comme des lignes d'impédance égale à celle décrite dans la formule ci dessus, mais terminées sur une impédance de charge. La discontinuité introduite donne naissance à des modes supérieurs, ce qui induit une composante réactive à l'impédance d'entrée et augmente le taux d'onde stationnaire.

Cette troncature des cônes affecte également la bande passante de l'antenne à basses fréquences, puisque leur hauteur oblique est environ égale à un quart de longueur d'onde à la fréquence la plus basse. Les largeurs de bande passante obtenues avec des antennes biconiques sont typiquement de 120 à 150 %.

Leur diagramme de rayonnement est typiquement dipolaire, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'axe des cônes et nul selon cet axe. La polarisation est linéaire et les gains maximaux sont de l'ordre de 0 à 4 dB.

### ***II.2.2 L'antenne discone***

L'antenne discone est une antenne biconique dont un des cônes est remplacé par un plan de masse infini ou de dimensions pouvant être considérées comme telles par rapport à la longueur d'onde la plus basse. Ce plan de masse est généralement de forme circulaire ce qui fait que la structure totale de l'antenne est constituée d'un disque et d'un cône (d'où son appellation).



Figure II.9 : exemple de réalisation d'une antenne discone

Bien qu'elle conserve une partie des caractéristiques de l'antenne biconique, le remplacement du deuxième cône par un plan de masse lui confère quelques particularités intéressantes. Tout d'abord, du fait que l'antenne soit un monopôle, son impédance d'entrée est divisée par deux par rapport à son dipôle équivalent, c'est à dire l'antenne biconique. Les dimensions du plan de masse doivent également être optimisées car celui ci influe à la fois sur la bande passante mais également le rayonnement de l'antenne [II-11].

En comparaison de l'antenne biconique, l'excitation du discone nécessite de nouveaux ajustements. La structure de l'antenne n'est évidemment plus symétrique, ce qui permet de l'alimenter directement par un câble coaxial dont la masse sera reliée au sommet du cône et l'âme centrale au plan de masse circulaire. Afin de permettre cette excitation, le sommet du cône est tronqué. Le rayon du plateau ainsi formé influe fortement sur la bande passante haute de l'antenne qui lui est inversement proportionnelle [II-12]. Un autre facteur important jouant sur la largeur de bande est l'écart existant entre le plan de masse et le disque qui doit donc être optimisé.

Une fois tous ces facteurs fixés de façon adéquate, l'antenne présente de bonnes performances en terme de largeur de bande, puisqu'elle peut être adaptée sur des bandes passantes supérieures à 150 %. Elle n'est alors limitée que par la hauteur oblique des cônes environ  $\lambda/4$  à la fréquence la plus basse, et la troncature du sommet qui réduit la bande passante à hautes fréquences.

Le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan du disque (azimutal), mais favorise le demi-espace contenant le cône en élévation. Elle présente donc une directivité plus importante que l'antenne biconique.

### ***II.2.3 L'antenne papillon***

De part ses bonnes caractéristiques en terme de bande passante, mais également de rayonnement, l'antenne biconique représente une bonne base pour concevoir de nouvelles antennes ULB. Le but principal de ces antennes est de conserver ses caractéristiques idéales, tout en étant plus légères, et en présentant une géométrie plus simple, moins coûteuse à réaliser et surtout moins encombrante. Ainsi, l'antenne papillon est une version planaire de l'antenne biconique finie, qui peut être imprimée sur substrat. Il s'agit donc d'une structure symétrique. De même que pour cette dernière, les courants sont concentrés principalement aux bords de la structure, ce qui permet également d'utiliser des techniques de réalisation filaires tout en gardant des performances équivalentes lorsque l'application visée nécessite une exposition au vent.



Figure II.10 : exemple de réalisation d'une antenne papillon

L'antenne papillon présente de moins bonnes performances en terme de bande passante que l'antenne biconique, celle-ci étant limitée par la troncature de l'antenne. Cependant, son impédance d'entrée varie plus avec la fréquence que celle de l'antenne biconique finie de mêmes dimensions [II-1]. Il en découle une moins bonne qualité d'adaptation ainsi qu'une bande passante plus faible, mais qui peut tout de même atteindre des valeurs supérieures à 100%.

L'antenne papillon reste néanmoins, de par sa compacité et son faible coût de réalisation, une bonne base pour le rayonnement d'impulsions très larges bandes. Ainsi, en appliquant une charge en bout ou le long de la structure, la stabilité d'impédance ainsi que la largeur de bande sont améliorées. De plus, cela évite les réflexions de courant en bout de structure ce qui améliore encore la réponse impulsionnelle de l'antenne, déjà peu dispersive par nature [II-13]. Cependant, ces améliorations se font au prix de pertes importantes dans la charge résistive, diminuant d'autant l'efficacité de rayonnement. D'autres solutions plus innovantes ont été proposées avec succès en [II-14] en chargeant capacitivement l'antenne par des fentes.

En terme de diagramme, l'antenne présente un rayonnement de type dipôle, omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne. Les gains obtenus sont donc compris entre 0 et 3dB.

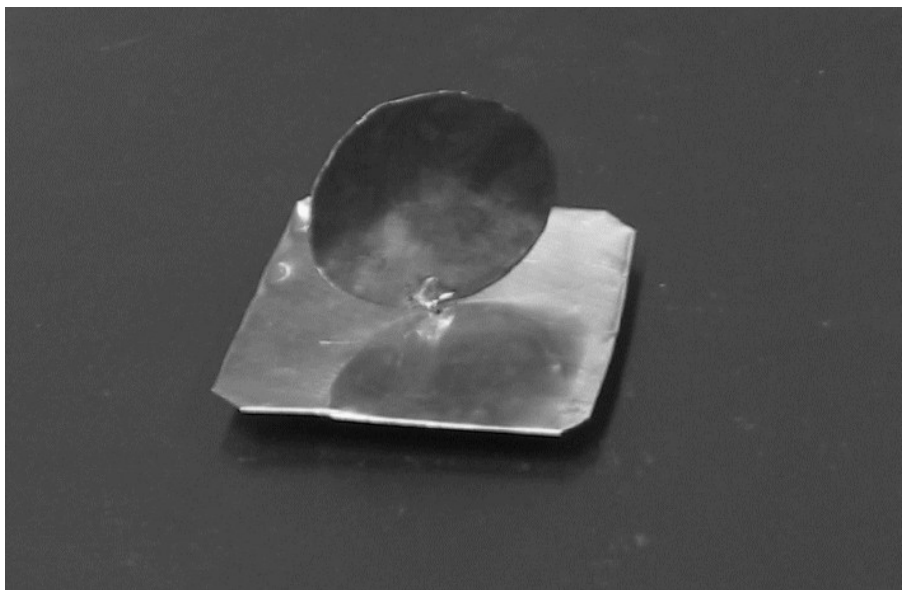
L'antenne papillon peut également être réalisée en fentes dans une plaque de métal ou sur substrat [II-15], ce qui permet d'obtenir une structure qui n'est plus symétrique. De cette façon, son alimentation peut être assurée par un câble coaxial sans utiliser de symétriseur. L'impédance d'entrée d'une telle antenne reste cependant de l'ordre de  $80 \Omega$  ou plus, ce qui n'épargne pas l'utilisation d'un adaptateur d'impédance.

### ***II.2.4 Les monopôles plans***

De nombreuses études ont été menées sur différentes formes de monopôles plans sur plans de masse infinis (ou pouvant être considérés comme tels). Les structures triangulaires et rondes, et dans une moindre mesure les carrées, présentent généralement de bonnes bases d'antenne à caractère large bande et leur optimisation amène à des formes de monopôles très variées. Ces éléments rayonnants sont montés perpendiculairement au plan de masse, une étude [II-16] ayant montré que leur inclinaison (afin d'en limiter l'encombrement par exemple) réduisait considérablement leur bande passante.

#### ***II.2.4.1 Le monopôle circulaire***

L'antenne monopôle circulaire est constituée d'un disque plat rayonnant monté sur un plan de masse. Les dimensions de ce plan de masse doivent être au moins égales à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation de l'antenne afin d'éviter les réflexions. Cependant, des performances satisfaisantes peuvent également être obtenues avec un plan de masse de dimensions inférieures à une demie longueur d'onde à la fréquence la plus basse [II-17]. L'écartement entre le disque et ce plan de masse est un paramètre à optimiser puisqu'il influe sur la largeur de bande de l'antenne.



**Figure II.11 : exemple de réalisation de monopôle circulaire**

La forme de l'élément rayonnant peut être elliptique, mais un trop fort rapport d'ellipticité nuit à la bande passante, surtout si la plus grande dimension se trouve parallèle au plan de masse [II-18]. Dans le cas où elle se trouve perpendiculaire au plan de masse, la bande passante diminue dans une moindre mesure mais présente tout de même un avantage puisque la limite basse d'adaptation (équation (II.14)) baisse. Il est montré en [II-18] que cette fréquence peut être calculée de la même

manière que pour un monopôle cylindrique, soit :

$$f = (30 \cdot 0.24) / (l + r) \quad (\text{II.14})$$

avec  $f$  en GHz,  $l$  la hauteur du monopôle et  $r$  son rayon équivalent en cm. Le rayon équivalent est calculé de façon à ce que la surface de l'ellipse soit égale à celle d'un cylindre :

$$2\pi r l = \pi a b \quad (\text{II.15})$$

Avec  $a$  le rayon minimal et  $b$  le rayon maximal de l'ellipse.

Ces formules impliquent un encombrement théorique pour l'élément rayonnant légèrement inférieur à  $\lambda/4$  en hauteur à la fréquence la plus basse.

Le monopôle circulaire présente d'excellentes performances en terme de bande passante puisque celle-ci est de l'ordre de 160 %. De plus, son impédance d'entrée sur cette bande est d'environ  $50 \Omega$  ce qui facilite son intégration avec les circuits d'alimentation et évite ainsi l'utilisation d'un adaptateur d'impédance.

Son rayonnement est quasi-omnidirectionnel en azimut sur toute la bande de fréquence couverte, mais privilégie le demi plan contenant le disque en élévation à mesure que la fréquence augmente. Les gains observés peuvent être supérieurs à 4 dB dans certaines directions.

#### **II.2.4.2 Le monopôle triangulaire**

Le monopôle triangulaire est la version planaire de l'antenne conique et est constituée d'un triangle plat rayonnant monté sur un plan de masse. L'évolution de son comportement en fonction de ses dimensions suit globalement celle des structures triangulaires (antenne papillon) ou coniques (antennes biconique et discone). Cependant, une étude comparative de ce type d'antennes a été menée par Brown et Woodward [II-19], et met en avant quelques différences entre la structure plane et son équivalent à 3 dimensions, en terme d'adaptation et de rayonnement.

Ainsi, l'augmentation de l'angle au sommet  $\alpha$  du monopôle triangulaire diminue effectivement son impédance d'entrée, mais celle-ci reste tout de même bien plus élevée (de l'ordre de 50 % pour  $\alpha = 90^\circ$ ) que pour l'antenne conique correspondante. De plus, les variations d'impédance de l'antenne plane sont plus importantes. Ces variations auront pour effet de limiter la bande passante qui ne pourra être aussi importante que celle d'une antenne biconique, mais des valeurs de l'ordre de 120 % sont tout de même atteignables.

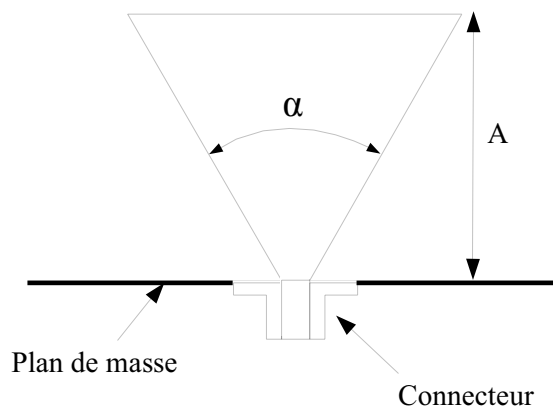


Figure II.12 : illustration d'un monopôle triangulaire

Une autre influence de l'angle au sommet est mise en lumière en [II-19]. En effet, plus celui-ci est important, plus la fréquence basse d'adaptation de l'antenne diminue, et ce phénomène s'amplifie pour les fortes valeurs de  $\alpha$ . Augmenter cet angle présente donc un double intérêt : baisser l'impédance d'entrée (et en diminuer les variations), ainsi que diminuer l'encombrement en hauteur  $A$  de l'élément rayonnant qui peut être inférieur à  $\lambda/6$  pour des valeurs de  $\alpha$  supérieures à  $90^\circ$ . Cependant, sa hauteur oblique restera équivalente à un quart de longueur d'onde.

En terme de rayonnement, le diagramme est à peu près omnidirectionnel dans le plan azimutal, même si l'absence de symétrie de révolution amène quelques variations dans ce plan par rapport au monopôle conique. Ce phénomène est d'autant plus marqué que l'angle au sommet est important. En élévation, comme toutes les structures sur plan de masse, les directions dans le  $\frac{1}{2}$  espace contenant le triangle rayonnant sont privilégiées. Ce comportement est surtout sensible à hautes fréquence, lorsque l'antenne est électriquement plus grande.

Quelques variations autour du monopôle triangulaires ont été étudiées et testées. Le triangle inversé en particulier présente des performances intéressantes en terme de bande passante. Cette forme d'élément rayonnant implique de prendre en compte l'écartement entre le triangle et le plan de masse car ce paramètre influe beaucoup sur le comportement de l'antenne. Une optimisation de cette structure a été effectuée en [II-20] à l'aide d'algorithmes génétiques. L'antenne proposée possède une bande passante supérieure à 80 %.



### II.2.4.3 Le monopôle trapezoïdal

Le monopôle trapezoïdal est proposé comme étant une variation d'un monopôle carré dont on fait varier les largeurs  $L_1$  et  $L_2$  de l'élément rayonnant. En effet, le monopôle carré présente un caractère large bande assez limité [II-18] (de l'ordre d'une octave) soit une bande passante de 66 %.

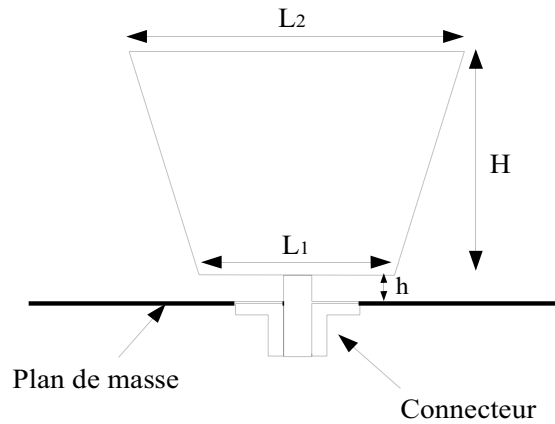


Figure II.13 : illustration d'un monopôle trapezoïdal

Une étude a été menée en [II-21] et montre que les meilleurs résultats en terme de largeur de bande sont obtenus pour des valeurs de  $L_1$  inférieures à  $L_2$ , notamment lorsque  $L_1 = \frac{3}{4} L_2$  où une bande passante relative supérieure à 80 % est obtenue en alimentant la structure par un câble coaxial d'impédance caractéristique de 50  $\Omega$ . Cependant, l'auteur remarque également que pour des valeurs trop faibles de  $L_1$ , l'impédance d'entrée de l'antenne augmente assez fortement.

Concernant le dimensionnement de l'antenne, la hauteur  $H$  du trapèze en fonction de la fréquence d'adaptation la plus basse est de l'ordre de  $\lambda/5$  pour les structures possédant la plus large bande passante. A mesure que  $L_1$  est raccourcie, l'encombrement  $H$  en hauteur diminue (jusqu'à  $\lambda/6$ ) puisque les longueurs des cotés du trapèzes augmentent, rallongeant ainsi les longueurs électriques de l'antenne. Une nouvelle formule est proposée en [II-21] pour dimensionner l'antenne en fonction de sa limite basse d'adaptation.

En matière d'optimisation, la base du trapèze peut être évasée afin d'optimiser la stabilité d'impédance et la largeur de bande de l'antenne. On se rapproche alors d'un monopôle triangulaire, voire en demi cercle.

Enfin, de même que pour les autres monopôles, les dimensions du plan de masse doivent également être suffisantes afin de ne pas dégrader les performances de l'antenne en terme de bande passante ou de rayonnement.

#### II.2.4.4 Le monopôle papillon

Le monopôle papillon est également une variation autour du monopôle carré afin d'en augmenter la bande passante. L'élément rayonnant est pincé à mi-hauteur ce qui diminue la largeur  $L_2$  par rapport au côté du carré  $L_1$  constant, dessinant alors la forme du papillon.

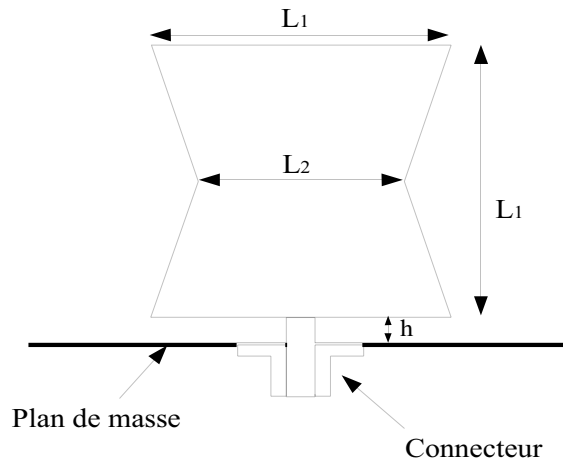


Figure II.14 : illustration d'un monopôle papillon

Une étude a été menée en [II-22] dans laquelle la bande passante a été mesurée pour différentes valeurs de  $L_2$  en conservant toutes les autres dimensions constantes. Il a été montré que lorsque  $L_2$  est trop faible, la largeur de bande diminue fortement. Ainsi, c'est pour des valeurs de  $L_2$  proches de  $L_1$  que les meilleurs résultats sont obtenus (optimal pour  $L_2/L_1 = 0,8$ ). En effet, il est connu que la largeur de bande d'un monopôle augmente avec sa surface. Cependant, l'auteur note également une forte dépendance de la fréquence basse d'adaptation au périmètre du monopôle : celle-ci diminue à mesure que le périmètre du papillon augmente. Une nouvelle formulation de cette fréquence basse est proposée en fonction des dimensions de l'antenne.

Enfin, il faut noter l'importance de l'écartement entre le monopôle et le plan de masse. En effet, quelle que soit la valeur de  $L_2$  choisie, plus cet écart est important, plus la bande passante est large.

Une optimisation amène à une bande passante relative supérieure à 75 % pour un rapport de  $L_2/L_1 = 0,8$ . Tous ces résultats ont été obtenus en alimentant l'antenne par un câble coaxial d'impédance caractéristique de  $50 \Omega$ .

### II.3 Les antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressive s'appuient sur l'idée qu'une antenne peut être vue comme une région de transition entre un guide d'onde ou tout autre système d'alimentation et l'espace libre. Ainsi, ces antennes sont inspirées des lignes de transmission dont l'impédance caractéristique est constante sur une très large bande de fréquences. Cependant, elles s'évasent pour amener progressivement la structure à l'impédance du vide et rayonner l'onde jusqu'alors guidée [II-23]. Elles sont généralement formées d'une ligne adaptée au circuit d'alimentation de l'antenne, suivie d'une région de transition assimilable à une adaptation d'impédance qui augmente l'impédance caractéristique de la structure jusqu'à celle du vide. Cette forme éväsive débouche sur une ouverture rayonnante adaptée à l'impédance du vide dont la géométrie est travaillée afin de minimiser les réflexions en bout de structure.

#### II.3.1 L'antenne « teardrop »

L'antenne « teardrop » a été introduite par Lindenblad en 1941 [II-10]. Il s'agit d'une transition à partir d'un guide d'onde coaxial s'évasant progressivement. En effet, Lindenblad a amélioré l'idée du monopôle gainé en lui ajoutant une transformation graduelle d'impédance le long de sa structure afin d'augmenter encore sa bande passante. Ainsi, à partir d'un guide d'onde coaxial, l'antenne s'évase dans une première partie en gardant un rapport  $D/d$  constant (Figure II.15), puis se referme sur le sommet du conducteur central. Lindenblad a mené une étude expérimentale qui a montré l'importance de la forme de ce conducteur sur les performances de l'antenne en terme de bande passante. Une version optimalement dimensionnée présentant une impédance d'entrée de  $110 \Omega$  est décrite en vue de coupe en Figure II.16. Du fait de sa structure et de son fonctionnement, cette antenne rayonne une onde guidée dans l'espace.

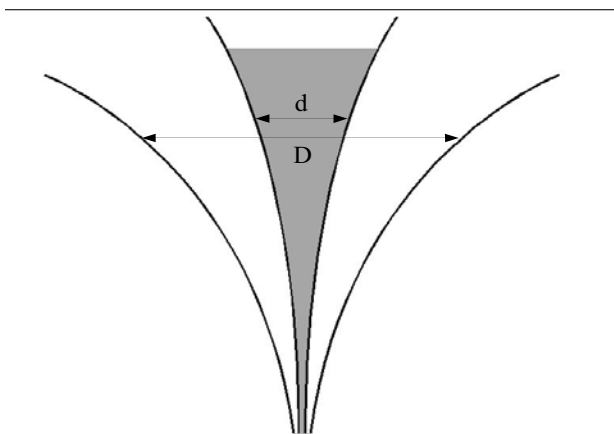


Figure II.15 : exemple de transition progressive

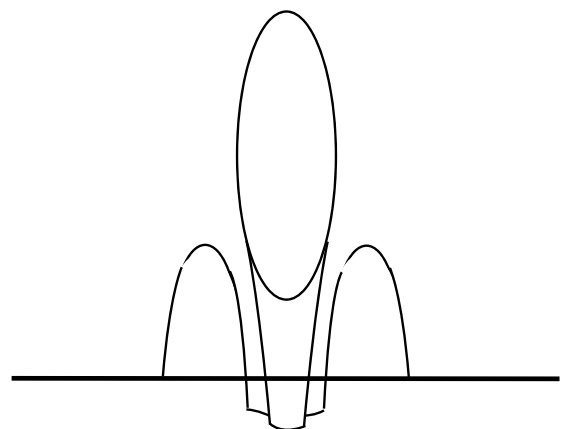


Figure II.16 : coupe de l'antenne « teardrop » de Lindenblad

Cette antenne a été choisie par la RCA pour l'utiliser dans la transmission des premières émissions télévisuelles et symbolise l'effort de recherche pour la télévision à cette époque. Elle fut montée au sommet de l'« Empire State Building » pendant plusieurs années.

### II.3.2 Le cornet coaxial omnidirectionnel

L'antenne cornet coaxial omnidirectionnel (Figure II.17) a été introduite par Brillouin en 1948 [II-10] et s'inscrit dans la continuité de recherche d'antennes construites à partir de transitions coaxiales. En effet, de la même manière que l'antenne « teardrop », celle-ci est développée à partir d'un guide d'onde coaxial et sa structure évolue de telle manière que le rapport  $D/d$  reste constant (Figure II.15). En adoptant une forme évulsive graduelle, et lorsque  $D$  est suffisamment grand en bout d'antenne, celle-ci rayonne avec peu de réflexions en bout de structure, et ce sur une très large bande de fréquences.

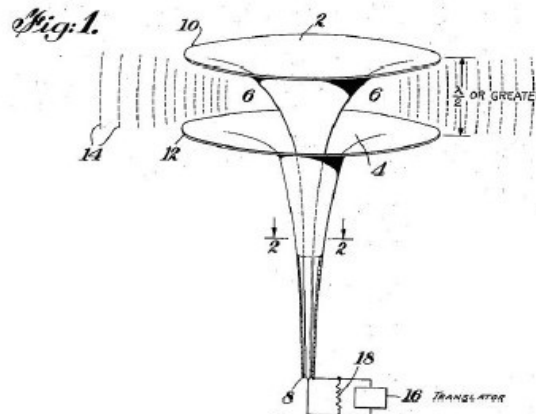


Figure II.17 : représentation du cornet omnidirectionnel issu de [II-24]

Son rayonnement est omnidirectionnel en azimuth, du fait de la symétrie de révolution de l'antenne, mais Brillouin a également développé dans le même temps une version directive de cette antenne.

### II.3.3 Les antennes TSA

Les antennes à fente à transition progressive (ou « *Tapered Slot Antennas* », TSA) sont des structures à deux dimensions qui présentent une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimés. Elles ont été introduites en 1974 par Lewis et Gibson avec l'antenne Vivaldi. Elles sont généralement constituées par une ligne à fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à une discontinuité finale. Le profil de ces ouvertures peut être de différentes formes suivant les spécifications de rayonnement ou de complexité dictés par le cahier des charges de l'antenne.

Ainsi, les antennes Vivaldi ou ETSA présentent un profil de transition exponentiel ou elliptique, et se caractérisent par une faible polarisation croisée. Mais d'autres types de transitions ont été étudiées comme l'antenne à fente à transition progressive linéaire (LTSA), à ligne brisée (BLTSA), ou exponentielle puis constante (CWSA).

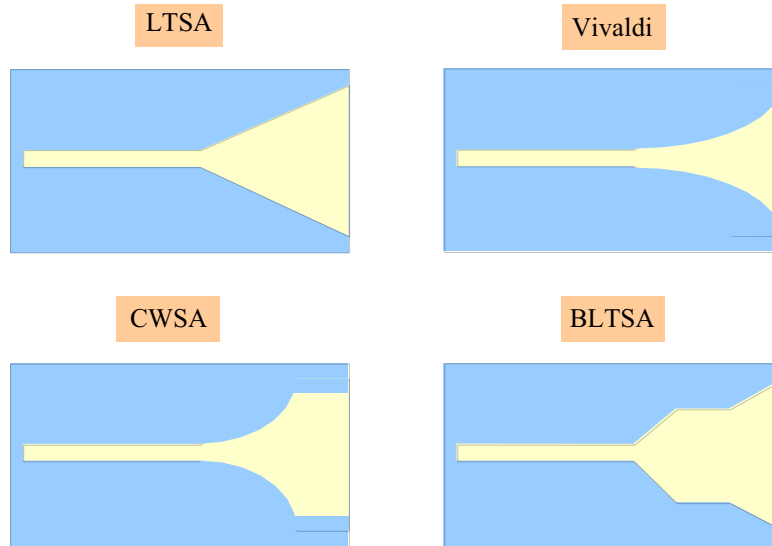


Figure II.18 : Différents types d'antennes TSA

Originellement, les antennes TSA sont alimentées par une ligne à fente s'évasant progressivement, comme décrit dans la Figure II.18. Tant que l'onde se propage dans la fente étroite, dans un substrat de permittivité supérieur à celle de l'air, les champs restent confinés dans la fente et l'antenne se comporte comme une ligne de transmission très efficace. En élargissant la fente, puis en l'ouvrant à son extrémité, celle-ci devient alors une véritable antenne rayonnant par cette ouverture un champ électrique parallèle au plan du substrat.



Figure II.19 : représentation d'une antenne vivaldi antipodale

D'autres types d'alimentation sont également utilisés pour les antennes TSA. En effet, certaines réalisations proposent une transition à partir d'une ligne micro-ruban [II-25] qui offre l'avantage d'être une alimentation non symétrique qui peut être connectée à un câble coaxial. L'antenne est alors imprimée sur les deux faces du substrat (Figure II.19). Le côté plan de masse de la ligne micro-ruban se rétrécit rapidement afin de former une section à paire de rubans qui sert de transition et vient symétriser la structure. La partie rayonnante est ainsi constituée par la fente évasive formée entre les deux métallisations de part et d'autre du substrat. Ce type d'antenne est appelée vivaldi antipodale.

Une dernière possibilité d'alimentation est la réalisation d'une antenne TSA à partir d'une ligne triplaque [II-26], la ligne micro-ruban et son prolongement étant alors enfermés entre deux épaisseurs de substrat comportant chacune un plan de masse métallique au dessin identique. Cette technique améliore la pureté de polarisation en symétrisant le champ électrique dans la fente, en le ramenant dans le plan du substrat.

Une des caractéristiques et des avantages des antennes ETSA provient du fait que leur partie rayonnante est bien séparée du circuit d'alimentation placé en amont, et peut être optimisée pour le rayonnement en affectant peu la qualité d'adaptation. Afin d'obtenir un rayonnement effectif, la largeur de la fente à l'extrémité de l'antenne doit mesurer au minimum une demie longueur d'onde à la fréquence la plus basse. Cependant, pour conserver une ouverture et un encombrement moindre, tout en adaptant l'antenne à une fréquence plus basse, une augmentation des excroissances métalliques de la partie rayonnante de l'antenne est proposée en [II-26]. Cette modification est très intéressante car elle permet d'élargir la bande passante de l'antenne vers les basses fréquences tout en conservant ses performances en haut de bande. Il faut noter toutefois que cette solution lui confère un rayonnement dipolaire en basses fréquences.

Les antennes TSA sont des structures très performantes dans lesquelles le LEAT possède une forte expérience. L'intérêt de ces structures d'antennes réside dans l'absence de dimensions résonnantes et la réalisation facilitée par leur technologie imprimée. Elles sont adaptées sur de très larges bandes passantes de l'ordre de 125% à plus de 170 % pour la version comportant des excroissances métalliques. Leur rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat et présente un faible niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes sont compris entre 7 et 10 dB selon les types de TSA.

Ces qualités associées à un comportement temporel peu dispersif en font de candidates idéales pour des applications radar et d'imagerie micro-ondes car elles peuvent être montées en réseau et permettent un écartement inter-antenne faible. Elles peuvent également être utilisées comme source primaire pour des réflecteurs large bande.

## II.4 Les antennes cornets

Une autre catégorie d'antenne également connue pour ses propriétés de large bande passante sont les antennes cornets ; ce chapitre ne pouvait donc pas faire l'impasse sur cette famille. En effet, ces structures alimentées par guides d'ondes rectangulaires ou circulaires ont des propriétés intrinsèquement large bande, avec des adaptations d'impédance sur des bandes passantes relatives allant de 50 % à 180 %. Cette caractéristique est en partie due au fait que, de la même manière que pour les antennes à transition, le cornet sert ici de transition, d'élargissement du guide d'onde, afin de rayonner efficacement le signal dans l'espace libre.

En sus, les antennes cornets possèdent de très bonnes qualités de rayonnement, et présentent notamment, en règle générale, une grande pureté de polarisation ainsi qu'un centre de phase quasiment invariant avec la fréquence. Il en découle un comportement tout à fait approprié à la transmission de brèves impulsions car leur caractère très peu dispersif leur permet de rayonner fidèlement l'impulsion transmise sans l'élargir par des oscillations parasites.

Différents types d'antennes cornets ont été étudiés [II-27], mais leur optimisation a toujours porté principalement sur la qualité de leur rayonnement plutôt que sur leur largeur de bande passante. Ainsi, les antennes cornets se découpent en deux grandes familles : les cornets à parois lisses (cornet sectoral dans le plan E, cornet sectoral dans le plan H, cornet pyramidal, cornet conique) et les cornets rainurés (« *corrugated horn* » [II-28] et « *ridged horns* »). Dans le cas des cornets à parois lisses, le champ rayonné est la combinaison en amplitude et en phase du champ rayonné par l'ouverture et des champs diffractés par les extrémités de l'antenne si les dimensions de l'ouverture ne sont pas suffisantes. Les cornets rainurés, en revanche, permettent de travailler avec des champs nuls à la périphérie des l'ouverture rayonnante grâce à leur surfaces coruguées. Cela a pour effet d'éliminer les effets des diffractions parasites et de réduire l'ouverture du lobe principal de rayonnement.

Malgré toutes ces qualités, les antennes cornets ne sont pas adaptées aux applications en communications impulsionnelles du fait de leur difficulté d'intégration et de leur grande directivité. En effet, ces antennes sont des structures à 3 dimensions, à fort encombrement puisque leurs dimensions sont généralement supérieures à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse, ce qui entraîne un poids conséquent qui nuit à leur intégration dans un système de communications. Leurs coûts de fabrications sont par conséquent relativement élevés, surtout comparés à une antenne imprimée. Enfin, leur rayonnement très directif ne peut convenir pour ces applications où tout l'espace doit être couvert. C'est la raison pour laquelle cette famille d'antennes sera juste présentée mais non détaillée comme ont pu l'être les autres catégories dans ce chapitre consacré aux antennes à caractère Ultra Large Bande.

## II.5 Application aux communications ULB

### II.5.1 *Cahier des charges de l'antenne*

Un tour d'horizon des différentes familles d'antennes possédant des caractéristiques d'adaptation d'impédance sur de très larges bandes de fréquences a donc été proposé dans ce chapitre. Il est bien évident que cette spécificité, bien qu'indispensable, ne suffit pas à rendre une antenne compatible avec des équipements de communication ULB impulsionnels. En effet, comme décrit en I.4.4, l'antenne doit répondre à des besoins très précis que ce soit en terme de rendement, de rayonnement, d'intégration ou de coût.

Concernant l'efficacité de l'antenne tout d'abord, celle-ci doit se montrer adaptée avec un Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) inférieur à 2 sur toute la bande de fréquence WPAN, c'est-à-dire de 3,1 à 10,6 GHz soit une bande passante relative d'environ 110 %, et ce sans charger résistivement la structure. Dans notre cas, cette adaptation est également désirée à une impédance de  $50\ \Omega$  de manière à pouvoir directement relier l'antenne au circuit d'alimentation sans causer les pertes, voire les réductions de bande passante, imputables à un adaptateur d'impédance. De la même manière, il est souhaitable de choisir une antenne à structure non symétrique, afin d'éviter l'utilisation d'un symétriseur pouvant également affecter ses performances.

En terme de rayonnement celui ci doit être constant en fréquence, omnidirectionnel en azimut, et couvrir le maximum d'espace en élévation ce qui ne privilégie pas les antennes possédant un plan de masse car leur rayonnement est principalement compris dans le  $\frac{1}{2}$  espace contenant l'élément rayonnant. La polarisation est préférée linéaire, mais une grande pureté de polarisation n'est pas nécessaire. De même, les polarisations circulaires ne sont pas favorables car certaines réflexions dues au canal de propagation pourraient changer la polarité du champs rayonné entre l'antenne d'émission et celle de réception. Les signaux issus de ces trajets ne seraient donc pas captés, ce qui pourrait altérer les performances des systèmes. De plus, du fait du caractère impulsionnel des communications ULB, l'antenne doit se montrer peu dispersive et donc présenter un centre de phase se déplaçant peu lorsque la fréquence du signal à rayonner varie.

Enfin, dans un souci d'intégration au système de communication, l'antenne doit présenter un encombrement minimal ainsi que des dimensions réduites. Dans ces conditions, nous avons choisi de retenir la solution d'une structure planaire avec métallisation sur une seule face. Cette technologie présente de surcroît l'avantage de limiter considérablement les coûts de fabrication et d'éviter des ajustements minutieux, facteurs intéressants notamment dans une optique de gros volumes de production.



### ***II.5.2 Récapitulatif des caractéristiques des antennes***

Afin de confronter ces besoins spécifiques aux capacités des antennes ULB présentées dans ce chapitre, leurs principales caractéristiques sont réunies dans un tableau. Les performances des antennes sont regroupées en terme d'adaptation, d'encombrement, et de rayonnement suivant le cahier des charges spécifié. Cette mise en forme a pour but de synthétiser les données accumulées dans ce chapitre et de justifier le choix de la structure d'antenne qui sera retenue. De par son principe même, il implique une schématisation des caractéristiques et s'efforce à faire ressortir seulement le comportement global des antennes sans s'attacher aux détails particuliers.

Ainsi, concernant l'adaptation des antennes, les largeurs de bande affichées sont relatives et représentent des valeurs obtenues avec des antennes optimisées dans ce sens. De même l'impédance d'entrée des structures dépendent soit du taux de périodicité pour les antennes log-périodiques soit de l'angle au sommet pour les antennes triangulaires ce qui rend délicat de donner une valeur précise. Dans ce cas, soit des fourchettes de valeurs, soit la valeur la plus proche de celle désirée (dans notre cas  $50 \Omega$ ) est donnée. Il faut noter également que dans le cas des antennes coniques et papillons, les impédances d'entrées fournies sont celles minimales obtenues par Brown et Woodward [II-19] pour des valeurs de  $\alpha$  de  $90^\circ$ . Il ne s'agit donc certainement pas de réelle limite inférieure, cette valeur pouvant encore être diminuée en augmentant  $\alpha$  d'avantage (\*).

En terme d'encombrement, les dimensions des antennes sont exprimées en longueurs d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation. Pour les antennes indépendantes de la fréquence le taux d'expansion ou le rapport de périodicité influent sur les dimensions des structures. La taille indiquée alors est celle pour laquelle l'antenne est la plus petite (elle peut cependant être encore miniaturisée en les réalisant sur des substrats de forte permittivité diélectrique). De plus, pour toutes les antennes possédant un plan de masse, le fait que leur élément rayonnant soit de faible encombrement n'a pas été pris en compte en tant qu'avantage (\*\*). En effet, il est considéré que le plan de masse de dimensions généralement égales, voire supérieures à une longueur d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation, empêche de qualifier la structure d'antenne comme étant électriquement petite.

Enfin, la polarisation de l'antenne est également schématique puisqu'elle présente par exemple la spirale logarithmique comme ayant une polarisation circulaire bien que ce ne soit pas complètement le cas sur toute sa bande passante. De même, en matière de dispersion, ce n'est pas parce que l'antenne est classée non dispersive qu'elle ne déforme pas du tout l'impulsion en la rayonnant ou qu'elle n'émet pas quelques oscillations parasites. Cela indique simplement qu'elle ne présente pas un centre de phase fortement dépendant à la fréquence et n'étale pas exagérément les brefs signaux.

Le tableau ci-après est donc uniquement la représentation des performances globales atteignables par ces antennes afin de pouvoir mettre plus aisément en avant leurs avantages et inconvénients.

	<i>ADAPTATION</i>			<i>DIMENSIONS</i>		<i>RAYONNEMENT</i>		
	Bande passante	Impédance d'entrée	Ajustements	2D /3D	Taille	Diagramme	Polarisation	Dispersive
<b>Spirale logarithmique</b>	<b>&gt; 150 %</b>	75 à 100 $\Omega$	Symétriseur Adaptateur d'impédance	<b>2 D</b>	<b><math>2\lambda/\pi</math></b>	Bi-directionnel	Circulaire	Oui
<b>Spirale conique</b>	<b>&gt; 150 %</b>	Variable	<b>Aucun</b>	3 D	Variable	Uni-directionnel	Circulaire	Oui
<b>Spirale d'Archimède</b>	<b>&gt; 150 %</b>	120 à 200 $\Omega$	Symétriseur Adaptateur d'impédance	<b>2 D</b>	<b><math>2\lambda/\pi</math></b>	Bi-directionnel	Circulaire	Oui
<b>Log-périodique circulaire</b>	<b>150 %</b>	<b>50</b> à 188 $\Omega$	Symétriseur	<b>2 D</b>	$\lambda$	Bi-directionnel	<b>Linéaire</b>	Oui
<b>Log-périodique trapezoidale</b>	<b>150 %</b>	<b>50</b> à 150 $\Omega$	Symétriseur	<b>2 D</b>	$\lambda$	Bi-directionnel	<b>Linéaire</b>	Oui
<b>Dipole log-périodique</b>	<b>130 %</b>	<b>50</b> à 100 $\Omega$	<b>Aucun</b>	<b>2 D</b> ou 3D	Variable	Uni-directionnel	<b>Linéaire</b>	Oui
<b>Biconique</b>	<b>120 à 150 %</b>	> 100 $\Omega$	Symétriseur Adaptateur d'impédance	3 D	<b><math>\lambda/2</math></b>	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>Discone</b>	<b>150 %</b>	> 80 $\Omega^*$	<b>Aucun</b>	3 D	$\lambda/4^{**}$	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>Papillon</b>	<b>&gt; 100 %</b>	> 100 $\Omega^*$	Symétriseur Adaptateur d'impédance	<b>2 D</b>	<b><math>\lambda/2</math></b>	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>monopôle circulaire</b>	<b>160 %</b>	<b>50 <math>\Omega</math></b>	<b>Aucun</b>	3 D	$\lambda/4^{**}$	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>monopôle triangulaire</b>	<b>120 %</b>	<b>50 <math>\Omega</math></b>	<b>Aucun</b>	3 D	$\lambda/4^{**}$	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>monopôle trapezoïdal</b>	> 80 %	<b>50 <math>\Omega</math></b>	<b>Aucun</b>	3 D	$\lambda/5^{**}$	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>monopôle papillon</b>	75 %	<b>50 <math>\Omega</math></b>	<b>Aucun</b>	3 D	$\lambda/5^{**}$	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>Teardrop</b>	?	110 $\Omega$	Adaptateur d'impédance	3 D	$\lambda/4^{**}$	?	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>Cornet coaxial</b>	?	?	?	3 D	?	<b>Omni-directionnel</b>	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>TSAs</b>	<b>125 à 170 %</b>	<b>50 <math>\Omega</math></b>	<b>Aucun</b>	<b>2 D</b>	> $\lambda/2$	Uni-directionnel	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>
<b>Cornets</b>	<b>50 à 180 %</b>	<b>50 <math>\Omega</math></b>	<b>Aucun</b>	3 D	> $\lambda$	Uni-directionnel	<b>Linéaire</b>	<b>Non</b>

Tableau II.1 : récapitulatif des caractéristiques des antennes ULB (performances désirées en rouge et gras)

Le tableau met bien en avant les caractéristiques de chaque famille d'antenne ULB. Ainsi, on peut remarquer que les antennes indépendantes de la fréquence sont adaptées sur de très larges bandes passantes et sont des structures tout à fait appropriées à la technologie imprimée. De plus, leur encombrement est relativement réduit pour les antennes en spirales notamment, ce qui facilite leur intégration. Cependant, c'est en terme de rayonnement que ce type de structure est incompatible avec les systèmes de communication ULB impulsionsnels. En effet, leurs diagrammes directifs et leur polarisation circulaire pour certaines ne sont pas optimaux pour ce type de transmission, mais c'est avant tout leur caractère dispersif qui les disqualifie pour le rayonnement de brèves impulsions.

Les antennes à transition progressive ainsi que les antennes cornets sont également des structures couvrant largement la bande WPAN en terme de bande passante. Elles se montrent en plus polarisées linéairement et possèdent de bonnes qualités de rayonnement impulsionsnel car la position de leur centre de phase varie peu avec la fréquence. Cependant, du fait de leur structure guidante pour les ondes électromagnétiques, elles se montrent généralement assez directives à l'exception du cornet coaxial omnidirectionnel de Brillouin. De plus leurs dimensions de l'ordre de la longueur d'onde à la fréquence la plus basse ainsi que leurs structures à 3 dimensions en font des antennes peu aisées à intégrer dans un système de communication ULB. Seules les antennes TSA sont réalisables en technologie imprimée, mais leur rayonnement directif et leur dimensions significatives n'en font pas des candidates idéales.

Les antennes élémentaires ont quand à elles en commun leurs bonnes caractéristiques de rayonnement à savoir un diagramme omnidirectionnel en azimut, une polarisation linéaire et un comportement peu dispersif. Les antennes possédant un plan de masse sont tout de même limitées dans leur rayonnement à un  $\frac{1}{2}$  espace, ce qui les empêche d'être omnidirectionnelles en élévation. Concernant leur adaptation, les antennes de forme ronde, triangulaire, ou conique possèdent des bandes passantes suffisantes pour couvrir le standard WPAN, cependant, seuls les monopôles sont adaptés à une impédance de  $50 \Omega$ . En terme d'intégration, ces antennes ont des dimensions relativement réduites, mais ce fait est tout de même à nuancer car il est tenu uniquement compte de la taille de l'élément rayonnant sans celle du plan de masse. L'antenne papillon est la seule antenne élémentaire en technologie imprimée présentée ici. Seule son impédance d'entrée un peu élevée ainsi que sa structure symétriques nécessitent l'ajout de quelques équipements adaptatifs, mais qui sont également réalisables en technologie imprimée [II-29]. De plus, son impédance peut être diminuée d'avantage en augmentant l'angle au sommet de ses triangles au delà de  $90^\circ$ . Ses caractéristiques de rayonnement, sa largeur de bande suffisante, ses dimensions ainsi que son faible coût de réalisation en font donc une bonne base d'étude pour ce travail de thèse.

REFERENCES :

- [II-1] – C. A. Balanis, « *Antenna Theory Analysis and Design* », J. Wiley & sons, 2<sup>nd</sup> édition, p.441-464 et 542-560, 1997.
- [II-2] – V. H. Rumsey, « *Frequency Independant Antennas* », 1957 IRE National Convention Record, pt. 1, pp 114-118, 1957.
- [II-3] – J. Roger, « *Antennes techniques* », Traité d'Electronique, Techniques de l'Ingénieur, pp. 45-46.
- [II-4] – J. Thaysen, K. B. Jakobsen, J. Appel-Hansen, « *A Logarithmic Spiral Antenna for 0.4 to 3.8 GHz* », Applied Microwave and Wireless, pp. 32-45, fev. 2001.
- [II-5] – A. Belarbi, « *Les Antennes Indépendantes de la Fréquence* », Rapport d'oral probatoire au Conservatoire National de Arts et Métiers, sept. 2003.
- [II-6] – B. Rulf, G. A. Robertshaw, « *Understanding Antennas for Radar, Communications, and Avionics* », Van Nostrand Reinhold Company ed., pp. 231-268, 1987.
- [II-7] – J. H. Reed, « *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems* », Pearson Education Inc., Chap. 4, 2005.
- [II-8] – L. V. Blake, « *Antennas* », Artech House Inc., Chap.7 , 1984.
- [II-9] – C. Ulysse, A. Meraj, A. Gaugue, C. Letrou, A. Kreisler, « *Antenne planaire log-périodique très large bande (4 – 160 GHz)* », 16ème Colloque International Optique Hertzienne et Diélectrique, Sept. 2001.
- [II-10] – H. G. Schantz, « *A Brief History of UWB Antennas* » IEEE UWBST conference, 2003.
- [II-11] – G. Liu, C. A. Grimes, « *Spherical-Coordinate FDTD Analysis of Conical Antennas Mounted Above Finite Ground Planes* » Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 23, N° 2, Oct. 1999.
- [II-12] – J. Kim, S.-O. Park, « *Novel Ultra-Wideband Discone Antenna* » Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 42, N° 2, July 2004.
- [II-13] – K. L. Shlager, G. S. Smith, J. G. Maloney, « *Optimization of Bow-Tie Antennas for Pulse Radiation* », IEEE Transaction on Antenna and Propagation, Vol. 42, N°7, pp975-982, 1994.
- [II-14] – A. G. Yarovoy, R. Pugliese, « *Optimization of Bow-tie-like Antennas for UWB Impulse Radio* », In Proceedings of URSI EMST, 2004.
- [II-15] – X. Ding, A. F. Jacob, « *Novel Broadband Slot Antenna with Low Cross-Polarization* », Annual Report, Institut für Hochfrequenztechnik, TU Braunschweig, 1995.
- [II-16] – Z. N. Chen, « *Experiments on Input Impedance of Titled Planar monopole Antenna* », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 26, N°3, Aug. 2003.
- [II-17] – J. Powell, A. P. Chandrakasan, « *Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc monopole for Ultra Wideband Communication* », IEEE 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, August 2004.
- [II-18] – N. P. Agrawall, G. Kumar, K. P. Ray, « *Wide-Band Planar monopole Antennas* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, N°2, Feb. 1998.
- [II-19] – G. H. Brown, O. M. Woodward, « *Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas* », RCA review, pp425-452, Dec. 1952.

- [II-20] – A. Kerkhoff, R. Rogers, H. Ling, « *The Use of the Genetic Algorithm Approach in the Design of Ultra-Wideband Antennas* », IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON), Boston, Aug. 2001.
- [II-21] – Z. N. Chen, Y. W. M. Chia, « *Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar monopole Antennas* », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 27, N°2, Oct. 2000.
- [II-22] – Z. N. Chen, « *Impedance Characteristics of Planar Bow-tie Like monopole Antennas* », IEE Electronics Letters, Vol. 36, N°13, Jun. 2000.
- [II-23] – H. G. Schantz, « *Introduction to Ultra-Wideband Antennas* », IEEE UWBST Conference, 2003.
- [II-24] – L. N. Brillouin, « *Broad Band Antenna* », U.S. Patent 2,454,766, Nov. 1948.
- [II-25] – J. A. N. Noronha et al., « *Designing Antennas for UWB Systems* », Microwaves and RF, june 2003.
- [II-26] – E. Guillanton, « *Etude d'un système d'imagerie multistatique-multifréquence pour la reconstruction d'objets enfouis* », Thèse de doctorat, décembre 2000.
- [II-27] – C. A. Balanis, « *Antenna Theory Analysis and Design* », J. Wiley & sons, 2<sup>nd</sup> édition, Chap. 13, 1997.
- [II-28] – J. Teniente, R. Gonzalo, C. del-Rio, « *Ultra-Wide Band Corrugated Gaussian Profiled Horn Antenna Design* », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.12, N°1, Jan. 2002.
- [II-29] – J. Thaysen, K. B. Jakobsen, J. Appel-Hansen, « *A Wideband Balun – How Does it Work?* », Applied Microwave and Wireless, Vol.12, pp.40-50, Oct. 2000.

## **Chapitre III      Conception de nouvelles antennes ULB**

Le chapitre précédent a justifié du choix de l'antenne papillon comme base d'étude pour ce travail de thèse. Ce chapitre se propose donc de mettre en lumière tout d'abord les principaux paramètres de dimensionnement de cette antenne suivant les caractéristiques désirées. Une antenne optimisée pour les applications visées sera alors proposée, ce qui fixera les limites intrinsèques de cette structure. Une nouvelle géométrie sera proposée afin de répondre aux exigences du cahier des charges que nous nous sommes fixé. Cette nouvelle antenne sera constituée d'un élément triangulaire alimenté par guide d'onde coplanaire. Un premier travail sur la géométrie de la ligne d'alimentation permettra de présenter une structure totalement coplanaire et adaptée à  $50\ \Omega$  sur une très large bande de fréquences. Une étude de l'élément rayonnant avec notamment l'insertion d'ouvertures et de fentes dans le triangle conduira à la réalisation de deux autres antennes à la fois mieux adaptées et de dimensions réduites. L'optimisation de cette nouvelle structure sera finalisée par l'expérimentation de diverses formes des plans de masses latéraux dans le but de réduire encore son encombrement et de pouvoir également contrôler le rayonnement. Enfin, un « patch » elliptique également alimentée par guide d'onde coplanaire sera envisagé et étudié. Cette nouvelle structure réalisée possède à la fois un caractère ultra large bande et un très faible encombrement.

### III.1 Etude de l'antenne papillon

Le dernier chapitre a montré que l'antenne papillon était l'antenne ultra large bande la plus appropriée comme base d'étude, étant données les caractéristiques que nous désirions. En effet, cette antenne possède de bonnes qualités d'intégration du fait de son encombrement en 2 dimensions, et d'un rayonnement de type dipolaire, idéal pour les communications ULB. Les principaux facteurs d'optimisation concernent la détermination des paramètres pouvant à la fois améliorer la stabilité de l'impédance d'entrée, et en diminuer la valeur afin de permettre d'adapter la structure à  $50 \Omega$ . Enfin il sera nécessaire d'étudier les différents systèmes d'alimentation possibles pour cette structure d'antenne symétrique.

#### III.1.1 Choix de l'outil de simulation

Une des priorités de ce travail de thèse était de concevoir des antennes Ultra Large Bande en technologie imprimée afin de bénéficier à la fois d'un encombrement minimum et de l'expérience du LEAT dans ce domaine, qui permet une quasi autonomie de fabrication pour ce type d'antennes. De plus, toujours dans un souci d'intégration, le but était également d'alimenter cette structure par des lignes coplanaires ce qui permettrait alors de pouvoir placer le circuit d'alimentation sur le même substrat que l'antenne. Dans ce contexte et dans un premier temps, le choix du logiciel commercial de simulation électromagnétique HP ADS (« *HP Advanced Design System* ») pour étudier ces structures s'est présenté comme étant le plus judicieux.

En effet, le module *Momentum* de ce logiciel permet de simuler des structures antennaires bidimensionnelles ayant des plans de masse et des substrats de dimensions infinies. La méthode de calcul repose sur la résolution des équations intégrales de surface dans le domaine fréquentiel à partir de la méthode des moments. La structure étudiée est discrétisée à l'aide d'un maillage en cellules rectangulaires et/ou de triangulaires afin de calculer les densités de courants électriques ou magnétiques surfaciques. Une fois ces courants déterminés, la caractérisation de la structure étudiée peut être visualisée sous différentes formes : les paramètres [S], le lieu d'impédance, le diagramme de rayonnement à deux ou trois dimensions, les densités de courants... De plus, l'excitation de l'antenne par un système de ports convient aussi bien pour des structures symétriques (utilisation de ports différentiels) et que pour des lignes de transmission avec plans de masse (utilisation d'un port interne associé à des ports de référence « *Ground Reference* »).

#### III.1.2 Dimensionnement de la base d'étude

Afin de commencer l'étude paramétrique de l'antenne papillon, il convient de définir une structure de référence, dimensionnée théoriquement afin de couvrir le cahier des charges, tout du moins en terme d'adaptation. Cette recherche permet de constater que si l'antenne papillon a été largement et principalement utilisée dans des applications radar, la description de son comportement et de son dimensionnement en fonction des caractéristiques désirées ne sont que peu détaillés.

### III.1.2.1 L'angle d'évasion ou « flare angle »

Afin de déterminer la valeur de l'angle ( $\alpha$ ) au sommet des triangles, la formule suivante a été utilisée pour déterminer l'impédance d'entrée  $Z$  des antennes biconiques infinies [III-1] :

$$Z_c = \frac{V(r)}{I(r)} = Z = 120 \ln \left[ \cot \left( \frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (\text{III.1})$$

soit :

$$\alpha = 4 \tan^{-1} \left[ \frac{1}{\exp(Z/120)} \right] \quad (\text{III.2})$$

Pour avoir une impédance  $Z = 50 \Omega$ , il faut choisir :

$$\alpha = 133,6^\circ \quad (\text{III.3})$$

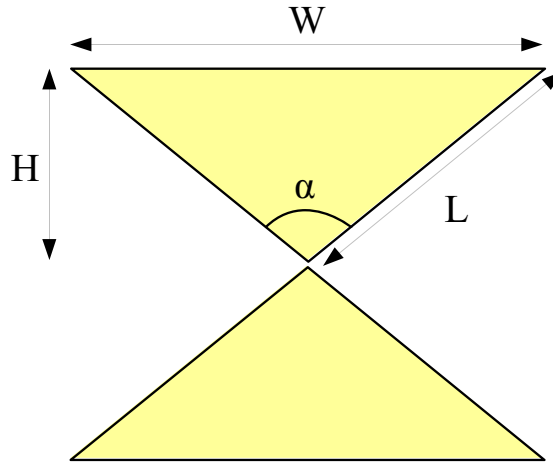


Figure III.1 : paramètres d'une antenne papillon

Cette formule ne peut réellement servir de référence puisqu'elle s'applique normalement aux antennes biconiques, soit la version à 3 dimensions de l'antenne papillon. Or, il a été montré expérimentalement par Brown et Woodward [III-2], que lors du passage d'une version conique d'un monopôle à son équivalent triangulaire de mêmes dimensions, la valeur ainsi que les variations de l'impédance d'entrée augmentaient visiblement. Ce fait doit donc logiquement être applicable aux versions dipolaires de ces structures. De plus, cette formulation a été calculée pour le cas idéal où l'antenne était infinie et n'était donc traversée que par une onde progressive, ce qui n'est pas le cas ici. Cependant, elle permet tout de même d'obtenir un ordre de grandeur de l'angle d'évasion à appliquer à l'antenne pour que son impédance d'entrée soit proche de  $50 \Omega$ .



### III.1.2.2 La hauteur des triangles

Comme indiqué dans le dernier paragraphe, les triangles seront donc tronqués à partir d'une certaine distance  $H$  de leur point d'alimentation de manière à limiter la taille de l'antenne. De cette longueur dépendra la limite basse d'adaptation de l'antenne papillon. Sur ce point également, il existe peu de bibliographie explicite et précise disponible concernant le dimensionnement des triangles. De plus, les différentes formules proposées [III-1][III-2][III-3] pour calculer les dimensions des structures de formes avoisinantes ne donnent pas forcément de résultats concordants.

Ainsi, une formule permettant de calculer la fréquence basse d'adaptation d'un monopôle trapézoïdal sur plan de masse en fonction de ses dimensions est proposée en [III-3]. Il s'agit d'une modification d'une équation déjà existante, et qui donne de meilleurs résultats lorsque le côté le plus haut du trapèze est de taille supérieure à sa base, ce qui est le cas pour un triangle qui représente un cas particulier où la base du trapèze est de longueur nulle. Il est donc proposé la relation :

$$F = \frac{0,25 \cdot 300}{\sqrt{H^2 + \left(\frac{2\max(W, Wb) - W - Wb}{2}\right)^2} + h + \frac{W}{2\pi}} \quad (\text{III.4})$$

Dans cette relation  $F$  est la fréquence exprimée en GHz, et les dimensions de l'antenne sont en mm.

Dans notre cas, la hauteur  $h$  correspondant à la distance entre l'élément rayonnant et le plan de masse est considérée comme nulle, de même que  $Wb$  qui représente la longueur du côté inférieur du trapèze.

Donc, en considérant que l'angle  $\alpha$  est fixé à  $133,6^\circ$ , il existe la relation suivante entre la hauteur d'un triangle et sa largeur :

$$W = 2H \cdot \tan(\alpha/2) \quad (\text{III.5})$$

d'où :

$$H = \frac{0,25 \cdot 300}{F \left( \sqrt{1 + (\tan \alpha/2)^2} + \frac{\tan \alpha/2}{\pi} \right)} \quad (\text{III.6})$$

La fréquence basse d'adaptation à 3 GHz est obtenue pour une hauteur :

$$H = 7,62 \text{ mm} \quad (\text{III.7})$$

Une autre approche de dimensionnement d'une antenne conique est donnée par Balanis [III-1], qui indique que la fréquence basse de coupure est fixée par la longueur de jupe  $L$  du cône qui vaut un quart de longueur d'onde à cette fréquence. En appliquant cette relation ici, on obtient :

$$H = \frac{\lambda}{4} \cdot \cos \frac{\alpha}{2} = 9,8 \text{ mm} \quad (\text{III.8})$$

En se référant aux études de Brown et Woodward [III-2] concernant les monopôles triangulaires sur plan de masse, on peut remarquer qu'une première résonance apparaît pour une hauteur (relative à la longueur d'onde) comprise entre  $110^\circ$  et  $140^\circ$  suivant la valeur de l'angle d'évasion. Pour la valeur de  $\alpha$  la plus importante de cette étude, c'est à dire  $90^\circ$ , la hauteur du triangle correspondante est de  $110^\circ$ , soit pour une fréquence de 3 GHz :

$$H = \frac{110}{360} \lambda = 30,5 \text{ mm} \quad (\text{III.9})$$

Ces résultats ayant été obtenus expérimentalement à partir d'un élément triangulaire plan, et ce indépendamment de l'impédance du système d'alimentation (alimentation par câble coaxial de  $50 \Omega$  en [III-3]), le choix de cette dernière solution est adopté. La hauteur  $H$  des triangles sera donc fixée pour l'étude à 3 cm.

Au moment de dimensionner l'antenne papillon, il est important de noter également que certaines réalisations possèdent une géométrie en arcs de cercle. Cependant, le but de cette étude étant d'obtenir la structure la moins encombrante possible, la forme triangulaire est plus appropriée. En effet, il est précisé en [III-3] que l'ajout d'un demi-cercle en bout de triangle n'avait aucun effet sur son adaptation : seul le rayonnement est modifié car l'antenne rayonne alors comme une antenne triangulaire de dimensions supérieures, et est donc plus directive.

### ***III.1.2.3 Le choix du substrat***

L'influence du substrat sur les performances de l'antenne papillon est également peu évoqué dans la littérature. Aussi a-t-il été décidé de choisir un substrat le plus « transparent » possible pour l'antenne. Ainsi, l'étude sera menée à partir d'une antenne papillon réalisée sur un substrat Duroïd de faible permittivité diélectrique ( $\epsilon_r = 2,2$ ) et plus proche donc de celle de l'air. Dans le même but, son épaisseur sera de  $254 \mu\text{m}$ , à savoir la plus fine disponible dans cette qualité au laboratoire. Le rôle du substrat sera donc uniquement de servir de support à la structure d'antenne en altérant le moins possible ses performances.

### III.1.3 Etude paramétrique

Les différents paramètres définissant la géométrie d'une antenne papillon seront donc modifiés un à un afin de constater leur influence sur les performances de la structure, notamment en terme de stabilité d'impédance sur une large bande de fréquences. La base de l'étude sera celle définie dans les derniers paragraphes, c'est à dire constituée de deux triangles opposés de 3 cm de hauteur, possédant un angle au sommet de  $133,6^\circ$ , et imprimés sur un substrat Duroïd de  $254\ \mu\text{m}$  d'épaisseur.

#### III.1.3.1 Influence de l'angle d'évasion

En partant de la base d'étude, l'angle d'évasion  $\alpha$  a tout d'abord été augmenté de  $40$  à  $139^\circ$  afin d'évaluer son influence sur le comportement global de l'antenne en terme d'impédance d'entrée. Afin de valider ces résultats obtenus à l'aide du logiciel de simulation ADS Momentum, ceux-ci seront comparés à ceux obtenus expérimentalement par Brown et Woodward pour un monopole triangulaire sur plan de masse [III-2]. Cependant, pour notre cas, ces mesures sont incomplètes tant en ampleur de variation du paramètre  $\alpha$  qu'en terme de largeur de bande puisqu'elles avaient porté sur des triangles dont l'angle d'évasion ne dépassait pas  $90^\circ$  et avaient été menées sur une bande de fréquence deux fois plus étroite. Elles serviront donc uniquement de référence pour une partie de nos résultats, mais valideront l'ordre de grandeur des résultats obtenus pour l'ensemble de l'étude.

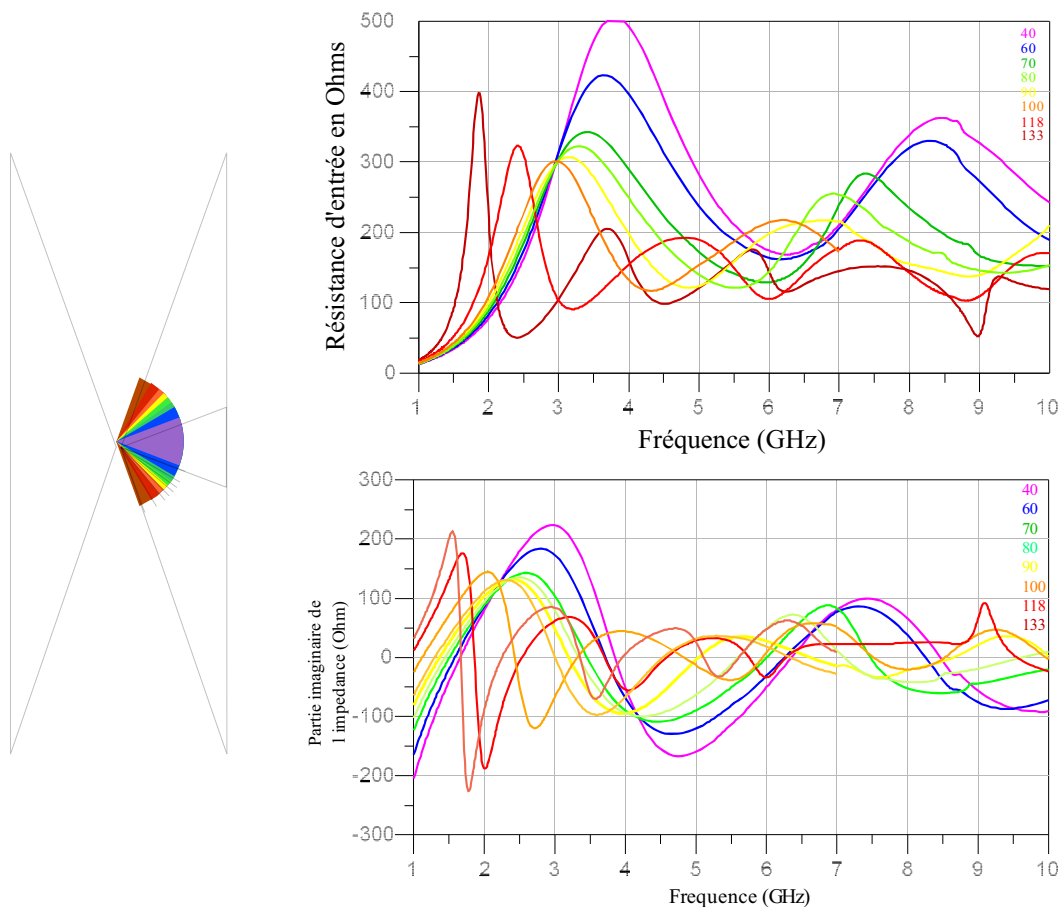


Figure III.2: influence de la valeur de l'angle d'évasion ( $^\circ$ ) de l'antenne papillon sur son impédance d'entrée

L'influence de l'angle  $\alpha$  sur l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence se décompose en deux parties :

- son effet sur le premier pic d'impédance,
- son impact sur les fluctuations d'impédance suivant ce pic.

En effet, les courbes d'impédance de l'antenne papillon sont assez caractéristiques avec un premier pic d'impédance dont l'amplitude dépend fortement de  $\alpha$  suivi d'autres variations de plus faibles amplitudes. Ce premier pic diminue lorsque  $\alpha$  augmente jusqu'à une valeur d'environ  $100^\circ$ . L'impédance atteint alors  $300 \Omega$ . Cependant, lorsque l'angle au sommet est augmenté au delà de  $100^\circ$ , l'amplitude de ce pic augmente à nouveau.

En comparant les résultats obtenus à ceux de Brown et Woodward, on vérifie bien la relation liant l'impédance d'entrée d'un dipôle à celle de son monopôle correspondant. Ainsi, on peut constater que les courbes d'impédance sont deux fois plus élevées pour l'antenne papillon que pour le monopôle triangulaire sur plan de masse de mêmes dimensions (Figure III.3(a)).

Un autre effet constaté de l'augmentation de l'angle  $\alpha$  est la diminution en fréquence de ce premier pic d'impédance qui correspond donc à la baisse de la fréquence basse d'adaptation de l'antenne papillon. En effet, en traçant la hauteur électrique de l'antenne à cette première résonance en fonction de  $\alpha$ , on se rend compte que celle ci diminue d'un facteur 2 en faisant varier l'angle de  $40$  à  $133^\circ$  (Figure III.3(b)). Cela est dû au fait qu'en augmentant  $\alpha$  et en gardant la hauteur du triangle constante, on rallonge tout de même ses longueurs électriques, et notamment la longueur  $L$  oblique des triangles.

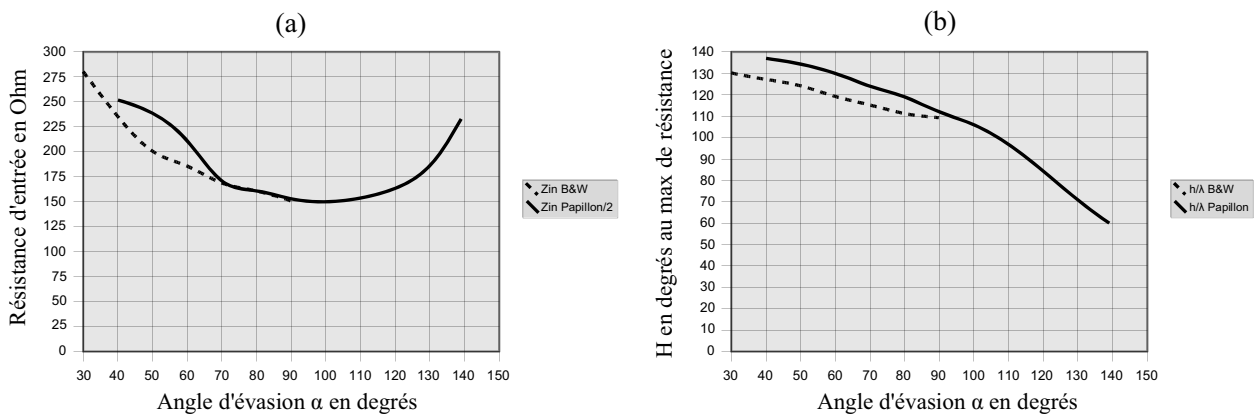
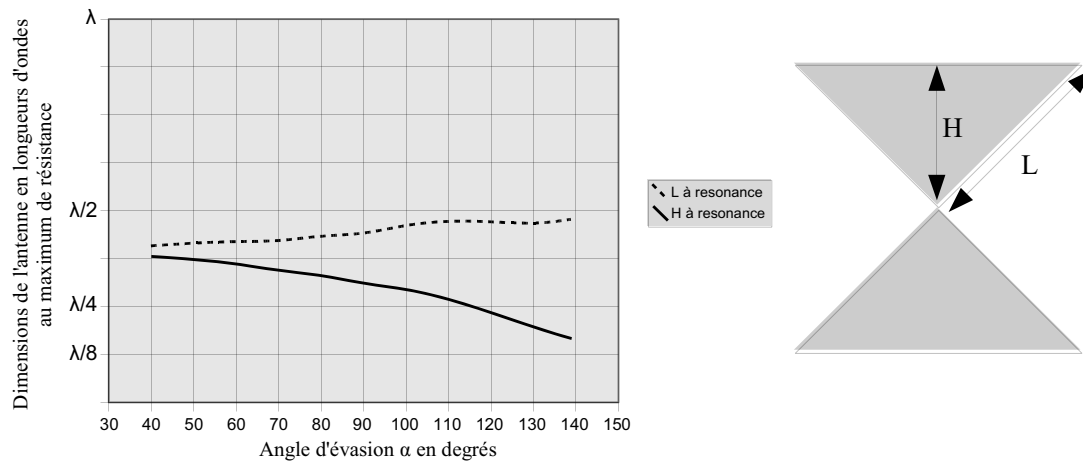


Figure III.3 : valeur maximale de l'impédance d'entrée/2 (a) et hauteur électrique  $H$  de l'antenne en degrés pour laquelle a lieu ce maximum (b) en fonction de l'angle d'évasion  $\alpha$ . Comparaison aux résultats expérimentaux de Brown et Woodward.

Ainsi, en traçant  $L$  en fonction de  $\alpha$ , on peut remarquer que cette longueur, comparée à la longueur d'onde du premier pic d'impédance varie moins et est environ égale à  $160^\circ$  soit légèrement moins qu'une demie longueur d'onde, et ce quelle que soit la valeur de l'angle d'évasion (Figure III.4).



**Figure III.4 : hauteur H et coté L de l'antenne exprimés en longueur d'onde au max de résistance en fonction de l'angle d'évasion  $\alpha$**

Pour des fréquences supérieures à celle du premier pic d'impédance, la résistance d'entrée de l'antenne papillon présente de moins grandes variations et oscille autour d'une valeur moyenne. Il s'agit en fait de la bande de fréquences pour laquelle l'antenne sera adaptée et fonctionnera à proprement parler. L'effet de l'angle d'évasion sur l'impédance d'entrée à ces fréquences est également important. Ainsi, lorsque  $\alpha$  augmente on remarque que :

- l'impédance d'entrée de l'antenne diminue sensiblement,
- l'impédance se stabilise davantage autour de cette valeur, ce qui permet d'améliorer la qualité d'adaptation.

Ces caractéristiques sont surtout effectives jusqu'à des valeurs de  $100^\circ$  pour  $\alpha$ , car au delà l'amélioration est moins nette. De plus, pour ces angles extrêmes, le rallongement électrique de l'antenne se traduit par une répétition plus rapide en fréquence des ondulations, ce qui nuit à la stabilité d'impédance et à la largeur de bande passante de l'antenne.

L'étude de l'influence de l'angle d'évasion de l'antenne papillon a permis de mieux comprendre son comportement. Les résultats obtenus ont été corrélés avec les travaux expérimentaux de Brown et Woodward et ont donné des résultats équivalents, bien que les deux techniques de mesures soient différentes (dans notre cas un balayage en fréquence d'une antenne donnée, dans le cas de Brown & Woodward l'étude d'antennes de différentes longueurs à la même fréquence). Les quelques différences observées sont imputables à la présence du substrat.

Sans tenir compte du premier pic d'impédance, qui peut être placé avant la bande passante de l'antenne en la dimensionnant correctement, les meilleurs résultats en terme de stabilité d'impédance ont été obtenus pour une valeur de  $\alpha$  de  $118^\circ$ . Cependant, la plus faible valeur du premier pic

d'impédance est obtenue pour une valeur de  $100^\circ$ . Cette valeur sera donc conservée pour l'étude des autres paramètres pour garder la possibilité d'en diminuer encore l'amplitude.

### III.1.3.2 Influence de la hauteur des triangles

Dans cette partie de l'étude, seule la hauteur  $H$  des deux triangles formant l'antenne papillon est augmentée de 15 à 45 mm par pas de 5 mm. L'angle d'évasion  $\alpha$  reste ici constant et égal à  $100^\circ$ . Dans un souci de clarté des figures, seuls quelques résultats principaux et les plus caractéristiques de l'évolution de l'impédance en fonction de la fréquence seront représentés en Figure III.5.

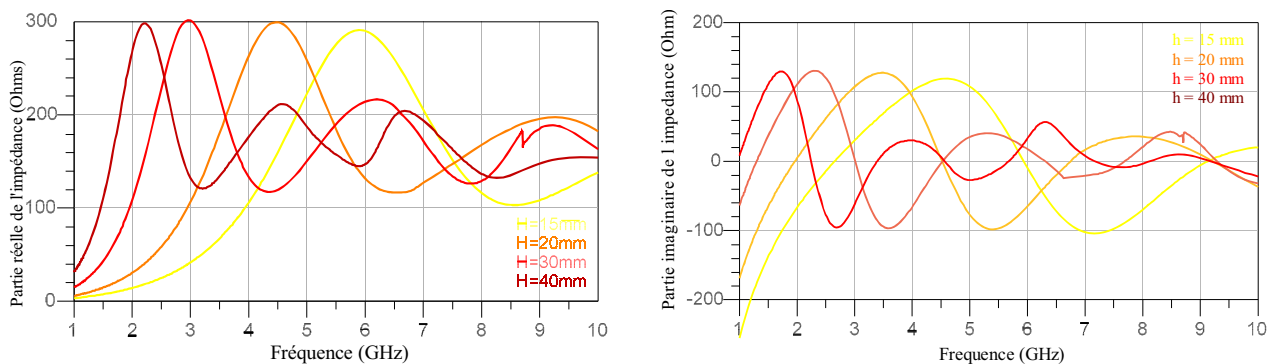


Figure III.5: influence de la hauteur  $H$  des triangles sur la résistance d'entrée de l'antenne papillon

Etant donné la structure de l'antenne papillon, la hauteur des triangles influe uniquement sur l'échelle de l'antenne. En effet, doubler la hauteur des triangles revient à multiplier par deux les dimensions de l'antenne. En terme de stabilité d'impédance en fonction de la fréquence, cela se traduit par une courbe d'impédance présentant les mêmes caractéristiques mais à des fréquences deux fois plus basses. Le comportement de l'antenne papillon est donc le même quel que soit  $H$  à un facteur d'échelle près.

Ce phénomène est d'autant plus vrai que l'antenne n'est ici formée que de deux triangles, et que son excitation dans le logiciel de simulation est effectuée par des ports internes situés à leurs sommets respectifs. Ces ports n'ont pas de taille physique et le changement de bande de fréquence n'altère pas le fonctionnement de l'antenne comme le ferait une ligne d'alimentation classique dont les dimensions électriques changeraient avec la fréquence. Brown et Woodward ont pour leur part contourné ce problème en effectuant toutes les mesures à une fréquence fixe et en changeant progressivement les dimensions de l'antenne, gardant ainsi constantes les dimensions électriques du point d'alimentation.

Le choix est donc fait de présenter les résultats sous la forme d'une seule courbe dont l'unité en abscisses n'est pas la fréquence, mais la hauteur  $H$  relative à la longueur d'onde (Figure III.6). Cette représentation permet de bien visualiser le comportement en fréquence de l'impédance d'entrée de l'antenne papillon quel que soit  $H$ .

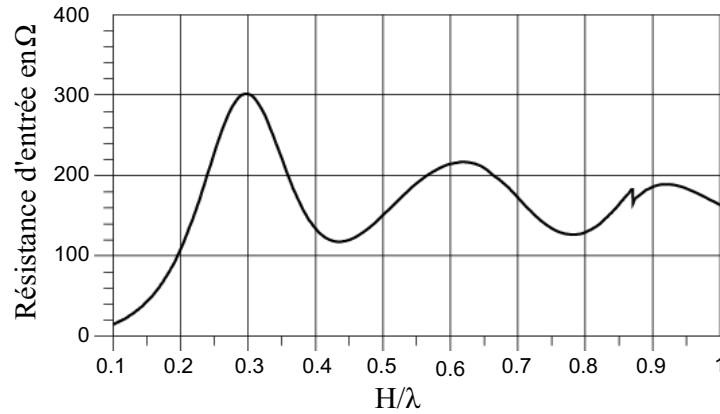


Figure III.6 : partie réelle de l'impédance d'entrée d'une antenne papillon en fonction de la hauteur  $H$  exprimée en longueur d'onde

La hauteur des deux triangles formant l'antenne papillon n'influe donc pas sur le comportement en fréquence de l'antenne mais seulement sur son dimensionnement. Ce paramètre sera donc utilisé pour obtenir une antenne couvrant la bonne plage de fréquence, mais en aucun cas afin d'augmenter sa bande passante ou améliorer sa qualité d'adaptation.

### III.1.3.3 Influence du substrat

Une étude a ensuite été menée afin d'analyser l'influence que pouvait avoir le substrat servant de support à la métallisation sur les performances de l'antenne papillon. L'influence de sa permittivité diélectrique  $\epsilon_r$  puis de son épaisseur  $h$  ont donc été simulées.

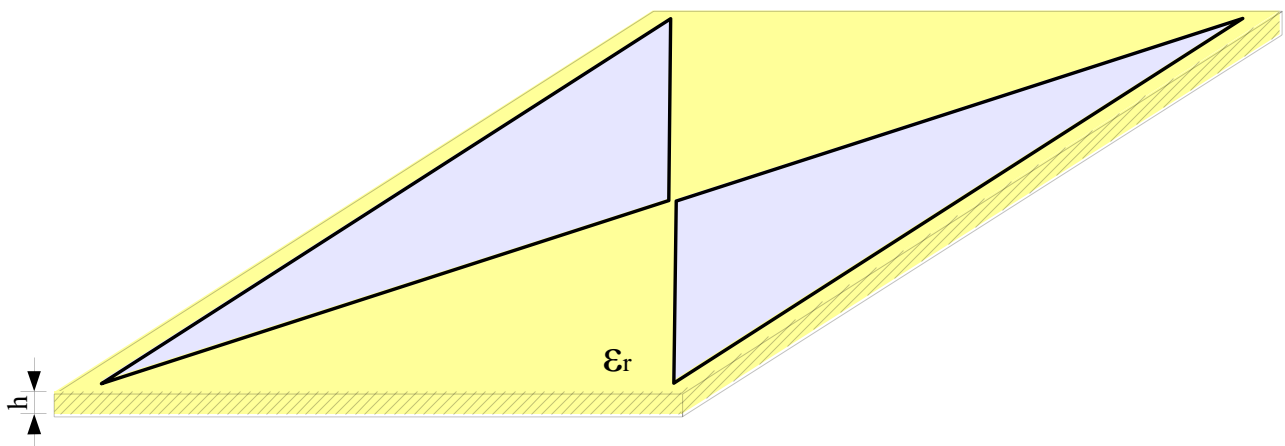


Figure III.7 : paramètres de caractérisation  $h$  et  $\epsilon_r$  du substrat d'une antenne papillon

### – Influence de l'épaisseur du substrat

L'étude sur l'influence de l'épaisseur de substrat sur les performances de l'antenne papillon a été menée avec un substrat Duroïd, pour une hauteur  $H$  de 30 mm et un angle  $\alpha$  de  $100^\circ$ . Les résultats les plus représentatifs de l'évolution de l'impédance d'entrée de cette antenne en fonction de l'épaisseur  $h$  de substrat utilisé sont présentés en Figure III.8.

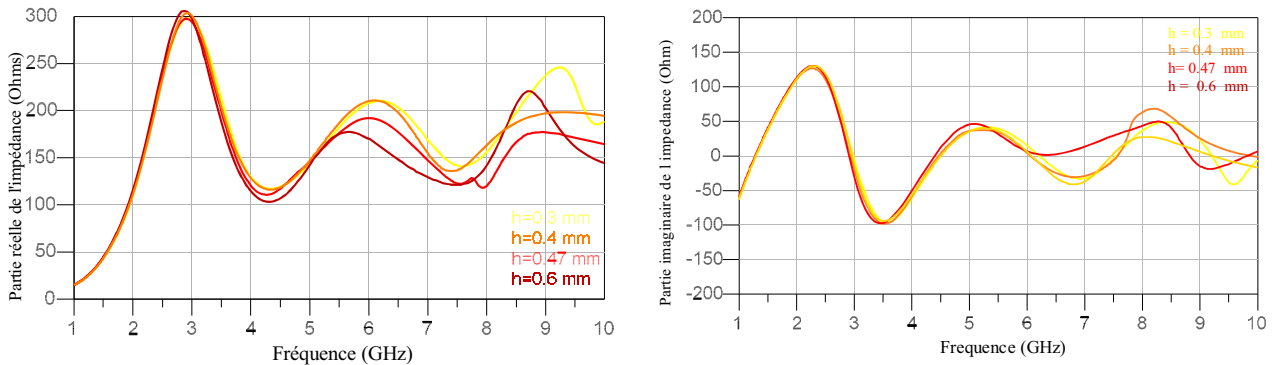


Figure III.8: influence de la hauteur  $h$  du substrat duroïd sur la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne papillon

Cette étude montre que l'épaisseur du substrat a une influence non négligeable sur les performances de l'antenne. Ce n'est pas le cas en basses fréquences, car jusqu'à une fréquence de 3,5 GHz, l'épaisseur  $h$  du substrat n'influe pas de manière significative sur le comportement de l'antenne. En milieu de bande en revanche, une fois le premier pic d'impédance passé, on peut noter que la stabilité d'impédance et donc la qualité d'adaptation s'améliorent à mesure que le substrat s'épaissit. De plus, la valeur de l'impédance diminue à ces fréquences, ce qui va dans le sens d'une adaptation à  $50 \Omega$ . Cependant, en haut de la bande, l'influence de l'épaisseur du substrat ne suit pas la même évolution car lorsque  $h$  est supérieur à 0,5 mm, les variations d'impédance d'entrée de l'antenne augmentent à nouveau.

Dans le cas du Duroïd, une épaisseur de substrat de l'ordre de 470  $\mu\text{m}$  semble être une valeur optimale puisqu'elle confère à l'antenne une impédance d'entrée relativement stable sur une large bande passante.

### – Influence de la permittivité diélectrique du substrat

L'étude de l'influence de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  du substrat sur les performances de l'antenne papillon a été menée pour un angle  $\alpha$  de  $100^\circ$  et une  $H$  de 30 mm. Les valeurs de permittivité utilisées sont celles des substrats disponibles au laboratoire, c'est à dire :

- le substrat Duroïd de permittivité diélectrique 2,2,
- le substrat FR4-Epoxy de permittivité diélectrique 4,5,
- le substrat AR1000 de permittivité diélectrique 10.



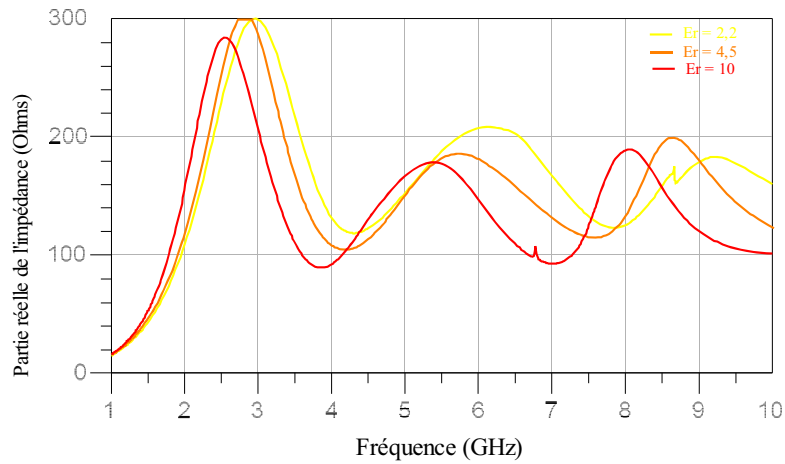


Figure III.9 : influence de la permittivité diélectrique du substrat sur la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne

Comme pour les autres paramètres de cette étude, nous nous sommes particulièrement intéressés à l'adaptation de l'antenne sur une large bande passante, et donc à son impédance d'entrée.

Nous avons ainsi pu constater que de façon globale, l'augmentation de la permittivité diélectrique du substrat a un effet bénéfique sur la partie réelle de l'impédance d'entrée. En effet, celle-ci diminue légèrement lorsque  $\epsilon_r$  augmente. De plus, la fréquence basse d'adaptation est également abaissée d'environ 15% lorsque  $\epsilon_r$  passe de 2,2 à 10, ce qui permet d'obtenir une antenne de taille électrique plus réduite. Ce résultat est donc intéressant dans une optique de miniaturisation.

Cependant, lorsque la constante diélectrique du substrat est forte, les variations relatives de l'impédance augmentent, bien que l'impédance diminue globalement. De plus, lorsque  $\epsilon_r$  augmente, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne baisse, ce qui altère la qualité d'adaptation notamment dans le cas du substrat AR1000 puisqu'une réactance capacitive est ajoutée en parallèle à l'impédance de l'antenne sur toute la bande de fréquence (Figure III.10).

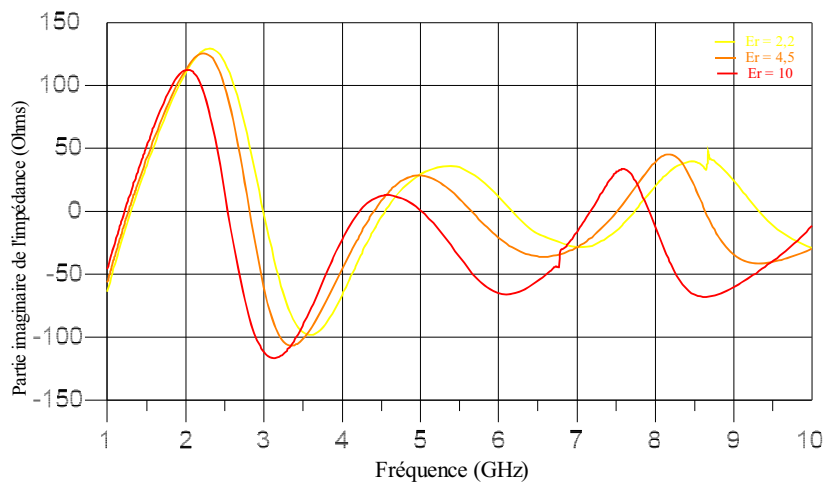


Figure III.10 : influence de la permittivité diélectrique du substrat sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne

En tenant compte de ces caractéristiques, le choix du substrat Epoxy par rapport au Duroïd semble le plus judicieux tout d'abord en termes de stabilité et de diminution de l'impédance d'entrée de l'antenne car c'est avec ce substrat que les variations relatives d'impédance sont les plus faibles. Une comparaison avec l'AR1000 met également en lumière une partie imaginaire de l'impédance plus proche de 0, bien que sa partie réelle soit légèrement plus élevée. Enfin, d'un point de vue économique, le FR4 est nettement moins onéreux que les deux autres. Le substrat Epoxy représente donc le meilleur compromis entre coût, stabilité d'impédance et encombrement. Il restera cependant à vérifier si ses piètres performances en hautes fréquences en terme de pertes n'altèrent pas l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

#### III.1.3.4 Antenne papillon optimisée

A partir des études paramétriques menées précédemment, nous pouvons déduire les paramètres importants affectant les performances d'adaptation de l'antenne papillon. Une antenne optimisée peut donc être présentée.

Le choix de l'angle au sommet des triangles est le paramètre influant le plus sur l'adaptation de l'antenne. Il affecte à la fois la valeur de l'impédance d'entrée, sa stabilité, et la fréquence basse d'adaptation. A ce titre, c'est le premier facteur à fixer dans le dessin d'une antenne papillon. Dans le cadre de cette étude, nous voulions obtenir une impédance d'entrée la plus basse possible ainsi qu'un encombrement minimum. L'angle au sommet a donc été fixé à  $118^\circ$ , valeur qui présente le meilleur compromis entre qualité d'adaptation et taille de l'antenne.

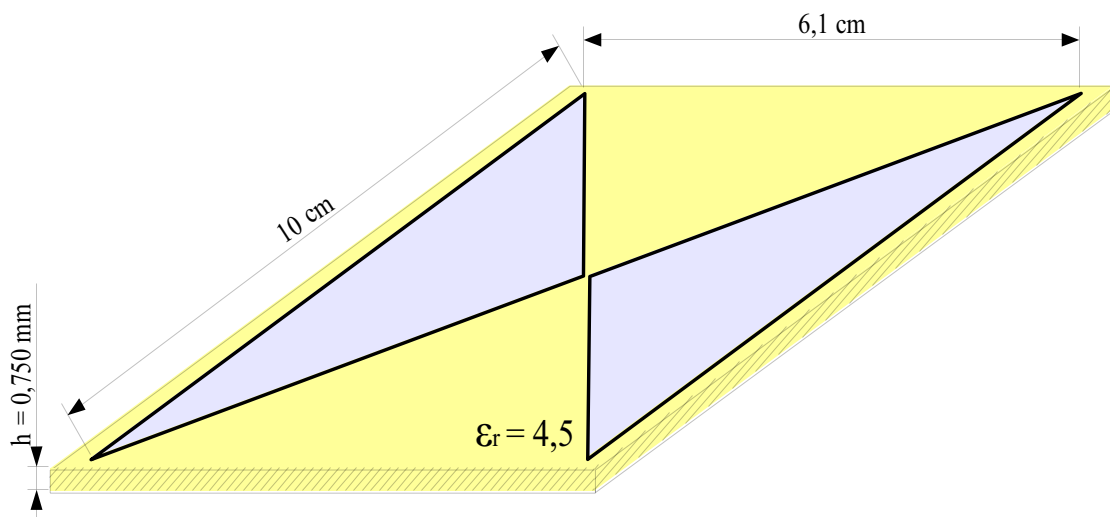


Figure III.11 : dimensions de l'antenne papillon optimisée

Le choix de la hauteur  $H$  des triangles fixe uniquement les dimensions de l'antenne, et donc sa fréquence basse d'adaptation. Pour un angle de  $118^\circ$ , nous avons vu Figure III.4 que la hauteur des triangles correspondait à un quart de longueur d'onde au premier pic d'impédance. Or, la bande passante de l'antenne débute après ce pic. Nous décidons donc de fixer  $H$  à 3 cm, ce qui correspond à un quart de longueur d'onde à 2,5 GHz, afin que la bande passante de l'antenne débute aux environs de 3 GHz. Ainsi, l'encombrement total de la structure imprimée en cuivre est de 61 par 100 mm<sup>2</sup> (Figure III.11), ce qui représente 60 % d'une longueur d'onde à la fréquence la plus basse d'adaptation dans une dimension, mais une longueur d'onde entière dans l'autre. On peut noter que ces résultats sont supérieurs à ceux estimés théoriquement à  $\lambda/2$  dans le chapitre II.

Nous avons vu lors de l'étude de l'influence du substrat que le FR4-Epoxy possédait une permittivité diélectrique atténuant les variations d'impédance de l'antenne en milieu de bande passante, sans ajouter de réactance capacitive en parallèle à l'impédance d'entrée de l'antenne. Il sera donc choisi comme support de l'antenne papillon optimisée. Son épaisseur de 0,750 mm est la valeur disponible au laboratoire la plus proche de l'épaisseur optimale.

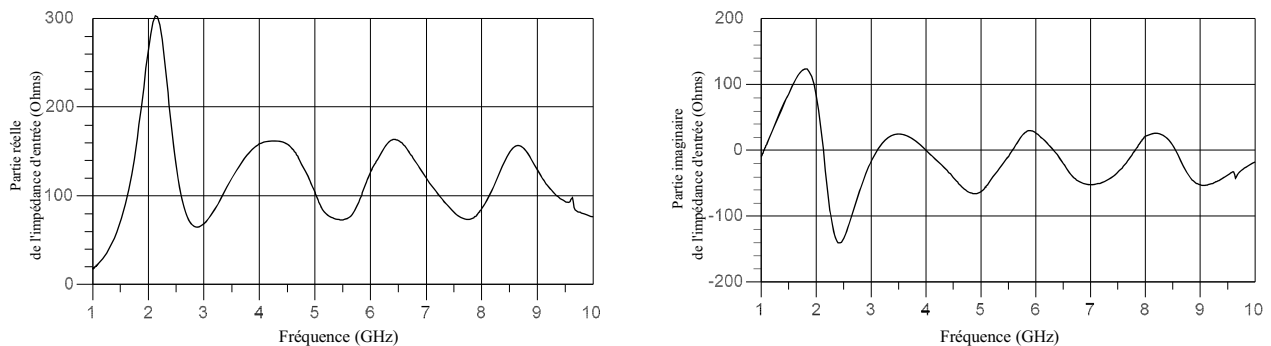


Figure III.12 : impédance d'entrée de l'antenne papillon optimisée

Il apparaît que cette antenne papillon, bien qu'optimisée dans le sens d'une baisse d'impédance d'entrée, affiche une impédance variant autour de 100  $\Omega$ . Cependant, ces paramètres lui confèrent une bonne stabilité autour de cette valeur, et ce sur une très large bande de fréquences. Ces bonnes performances se confirment en calculant le coefficient de réflexion pour une ligne d'alimentation d'impédance caractéristique de 100  $\Omega$ . Dans ce cas, l'antenne est bien adaptée sur toute la bande WPAN de 3 à plus de 10 GHz avec un taux d'ondes stationnaires inférieur à 2 (Figure III.13).

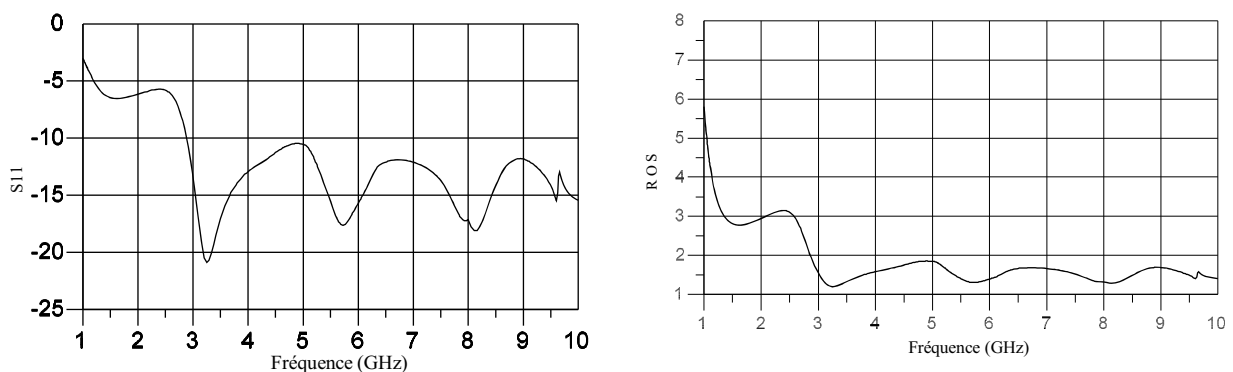


Figure III.13 : adaptation à une ligne de transmission d'impédance caractéristique de 100  $\Omega$

### III.1.4 Techniques d'alimentation

#### III.1.4.1 Par guide d'onde coaxial

Une première méthode d'alimentation de l'antenne papillon est une excitation au sommet de ses triangles rayonnant par un câble coaxial. Cette technique est la plus simple et la moins évoluée car elle ne nécessite l'utilisation d'aucune ligne de transmission entre le connecteur et l'antenne. En effet, l'âme centrale du câble est directement connectée à l'un des triangles, tandis que l'autre triangle est soudé à la tresse du câble coaxial. Une différence de potentiel est ainsi appliquée entre les deux sommets ce qui permet la création de lignes de champ électrique entre les triangles.

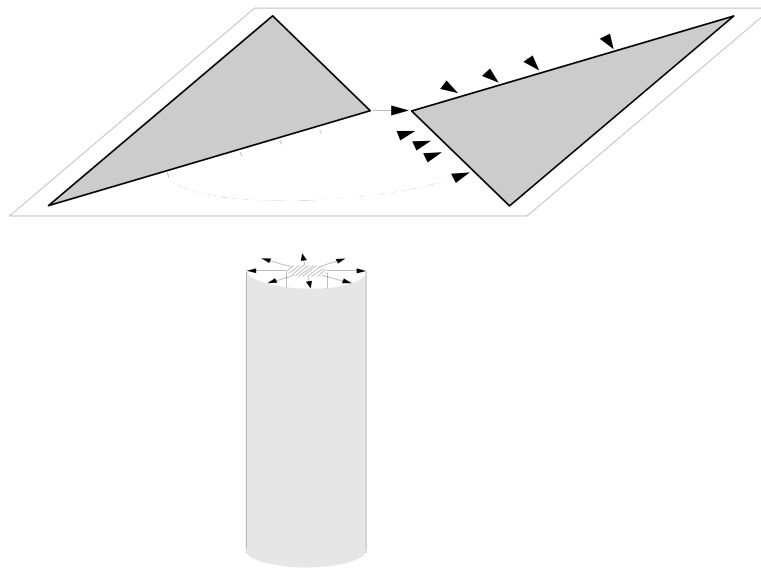


Figure III.14 : représentation du champ électrique dans un câble coaxial et sur une antenne papillon

Il apparaît de toute évidence sur la représentation de la Figure III.14, que ce type d'excitation présente une forte discontinuité dans la propagation de l'onde électromagnétique lors du passage du câble à l'antenne. Cette transition au niveau de l'alimentation crée une perturbation des champs et induit donc des pertes importantes et des rayonnements non maîtrisés. En effet, les champs dans le câble coaxial se propagent en mode TEM. Or, en arrivant sur une structure d'antenne symétrique, seule une partie de ces ondes sera transmise. Le reste sera perdu soit sous forme de rayonnement parasite, soit sous forme d'onde réfléchie vers le générateur, détériorant alors l'adaptation de l'antenne. De ce fait, ce type d'alimentation ne peut donc être réellement envisagé dans une optique de rendement optimal comme c'est le cas dans notre étude.

Enfin, ce type d'alimentation n'étant pas coplanaire, le circuit d'alimentation ne peut pas être placé sur le même plan que l'antenne. Une partie de l'intérêt d'une structure imprimée à deux dimensions est alors perdue.

### III.1.4.2 Par ligne CPS

Une autre technique d'alimentation de l'antenne papillon est l'utilisation de lignes CPS (« Coplanar StripLine »), c'est à dire deux lignes microruban coplanaires dénuées de plan de masse sur la face arrière du substrat. Ce type d'alimentation est le plus couramment utilisé pour l'antenne papillon, et les structures d'antennes symétriques de manière générale.

Les lignes CPS présentent l'avantage d'être des lignes de transmissions coplanaires permettant ainsi d'intégrer le circuit d'alimentation et l'antenne sur le même substrat. De plus, ce type d'alimentation convient parfaitement aux dipôles puisqu'il présente une géométrie symétrique. Le mode de propagation est principalement TEM, partiellement dans le diélectrique et le reste dans l'air. De ce fait, le champ électrique se propage entre les lignes métallisées, parallèlement au plan du substrat, créant parfaitement la différence de potentiel entre les deux triangles d'une antenne papillon. Enfin, l'absence de plan de masse sur l'autre face du substrat, évite de perturber le rayonnement de l'antenne dans certaines directions.

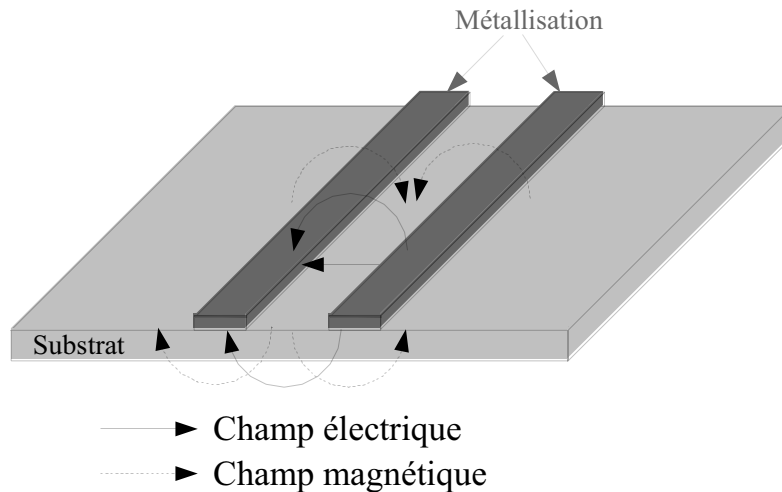


Figure III.15 : mode principal de propagation dans une ligne bifilaire coplanaire

Cependant, ce type de ligne de transmission présente intrinsèquement une forte impédance caractéristique car la capacité par unité de longueur est faible du fait de la position côte à côte des conducteurs. Une formule analytique de l'expression de l'impédance caractéristique d'une telle ligne est donnée en [III-4] :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(ke)}{K'(ke)} \quad (\text{III.10})$$

Les principaux paramètres permettant de baisser l'impédance de cette ligne sont la constante diélectrique du substrat, son épaisseur  $h$  et la largeur  $S$  de la fente entre les lignes. Afin d'obtenir une ligne d'impédance la plus faible possible, le rapport  $S/h$  doit être petit, de l'ordre de 0,1. Cela conduit

à des largeurs de fentes inférieures à  $100\text{ }\mu\text{m}$  pour des épaisseurs de substrat de l'ordre du millimètre. Or, nous avons travaillé jusqu'à présent sur des substrats d'épaisseurs inférieures au millimètre, et les techniques de réalisations d'antennes imprimées au laboratoire ne permettent pas de dessiner des fentes d'épaisseurs inférieures à  $150\text{ }\mu\text{m}$ . De plus, même dans ces conditions, l'impédance caractéristique de la ligne CPS n'atteint pas  $50\text{ }\Omega$  si le substrat n'a pas une permittivité diélectrique au moins égale à 10 [III-4].

Il ne nous est donc pas possible de dessiner une ligne CPS dont l'impédance caractéristique sera inférieure à  $80\text{ }\Omega$  sur un substrat epoxy. Une adaptation d'impédance serait donc nécessaire afin d'adapter la structure.

#### III.1.4.3 Par guide d'onde coplanaire

Le guide d'onde coplanaire est une ligne de transmission efficace largement utilisée, qui présente l'avantage de placer la ligne d'alimentation au même niveau que le plan de masse. Il est constitué d'un ruban central métallique placé entre deux plans de masse parallèles entre eux, déposés sur la même face d'un substrat diélectrique.

Cette ligne peut être vue comme deux lignes CPS en parallèle, ce qui implique une impédance caractéristique bien plus faible pour des dimensions et un substrat identiques. De part sa géométrie, le mode de propagation est principalement TEM, en partie dans le substrat. Le signal se propage donc entre le conducteur central et les plans de masse équipotentiels.

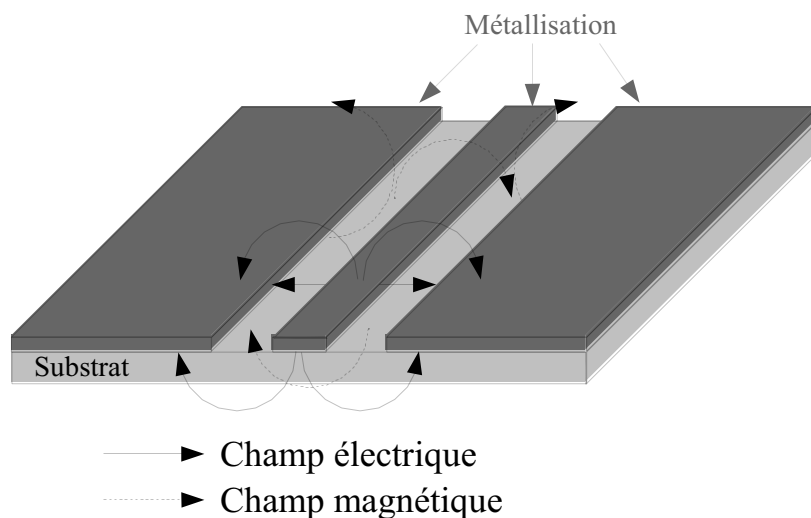


Figure III.16 : mode principal de propagation dans un guide d'onde coplanaire

Cependant, ce type de ligne de transmission n'est pas adapté pour alimenter une structure d'antenne symétrique. Il nécessite donc l'utilisation d'un symétriseur ou « balun » (contraction de « balanced to unbalanced ») afin de pouvoir alimenter l'antenne papillon via une ligne CPS.

Pour obtenir une structure complète adaptée à  $50\ \Omega$  en bout de ligne, une adaptation d'impédance est nécessaire entre le guide d'onde coplanaire et la ligne CPS, avant le symétriseur à proprement parler. Un circuit transformateur d'impédance à multi-sections de Tchebycheff est utilisé en [III-5], afin d'augmenter l'impédance du guide d'onde coplanaire de  $50$  jusqu'aux  $80\ \Omega$  de la ligne CPS (Figure III.17). L'action réelle du symétriseur est ensuite effectuée au niveau de la fente radiale qui représente un circuit ouvert très large bande. Ainsi, le champ électrique est forcé principalement entre les deux branches de la ligne CPS, comme décrit en (Figure III.17).

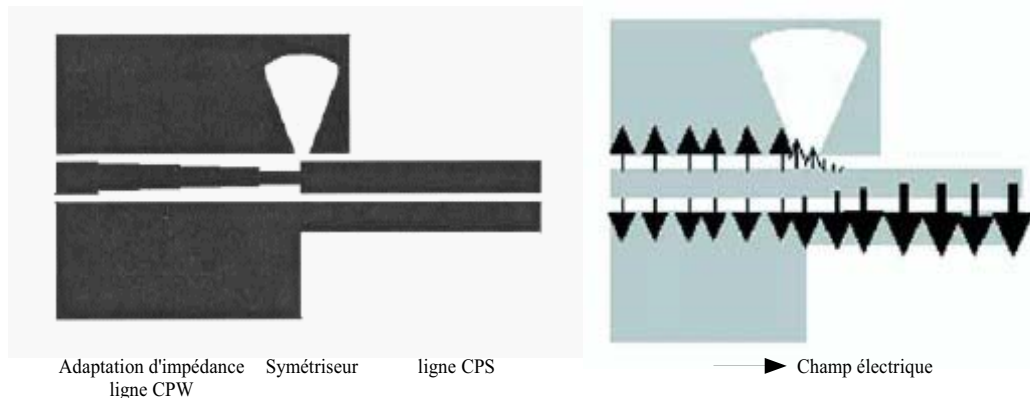


Figure III.17 : principe de fonctionnement d'un symétriseur (issu de [III-5])

Ce type de symétriseur est optimisé de manière à favoriser la qualité d'adaptation et ne pas limiter la bande passante de l'antenne. Cependant, il introduit des pertes d'insertion qui augmentent avec la fréquence (2 dB à 3,5 GHz en [III-5]), et dans une moindre mesure, un encombrement supérieur pour l'antenne. Cette solution d'alimentation de l'antenne papillon semble donc la plus intéressante dans notre cas bien qu'elle implique quelques concessions en terme de rendement et d'encombrement.

### III.1.5 Conclusion

L'antenne papillon imprimée sur substrat a donc été étudiée dans cette partie. Il a été montré et validé en comparant les résultats obtenus avec les travaux expérimentaux de Brown et Woodward [III-2] que le paramètre le plus influant sur le comportement de cette antenne est l'angle d'évasion. Il agit à la fois sur l'impédance d'entrée de l'antenne, sa fréquence basse d'adaptation mais aussi son encombrement. L'influence du substrat a également été prise en compte. Une antenne optimisée pour nos applications a alors pu être présentée. Elle répond au cahier des charges en terme de largeur de bande et de coût. Cependant, son encombrement de 61 par 100 mm<sup>2</sup>, et son adaptation à  $100\ \Omega$  restent des contraintes trop importantes qui nuisent à son intégration dans un système de communication ULB. De plus, sa structure symétrique impose également des aménagements (balun, adaptation d'impédance) dégradant ses performances. Une solution d'antenne monopôle imprimée pourrait résoudre quelques uns de ces problèmes en divisant par deux l'impédance d'entrée de l'antenne et permettant une alimentation non symétrique pour exciter l'unique triangle.

## III.2 Etude d'un monopôle triangulaire alimenté par CPW

Une nouvelle structure d'antenne est donc proposée, constituée d'un seul triangle rayonnant alimenté par guide d'onde coplanaire. Des excroissances des plans de masses latéraux en bout de ligne d'alimentation permettent de former une structure totalement coplanaire assimilable à un monopôle triangulaire ayant son plan de masse ramené dans le même plan. Les avantages attendus sont une diminution par deux de l'impédance d'entrée de l'antenne par rapport à l'antenne papillon de mêmes dimensions, ce qui permettrait d'adapter la structure à  $50\ \Omega$ . De plus, l'alimentation de l'antenne est maintenant non symétrique, ce qui évite l'utilisation de balun, comme décrits en III.1.4.

Dans une première partie, une étude sera menée sur la ligne d'alimentation et les dimensions des plans de masses latéraux afin d'adapter au mieux l'antenne sur une large bande de fréquences. Les dimensions du triangle et le substrat utilisé seront alors les mêmes que ceux fixés pour l'antenne papillon optimisée en III.1.3. Puis la hauteur du triangle sera diminuée au cours de l'étude, tandis que l'angle  $\alpha$  restera constant puisqu'il confère à l'antenne une impédance d'entrée de  $50\ \Omega$ . Il sera alors possible de présenter les résultats d'une première antenne réalisée.

Un second travail sera alors effectué sur le triangle rayonnant afin d'améliorer la qualité d'adaptation puis de diminuer l'encombrement de l'antenne. Diverses solutions seront envisagées et deux antennes réalisées seront également présentées.

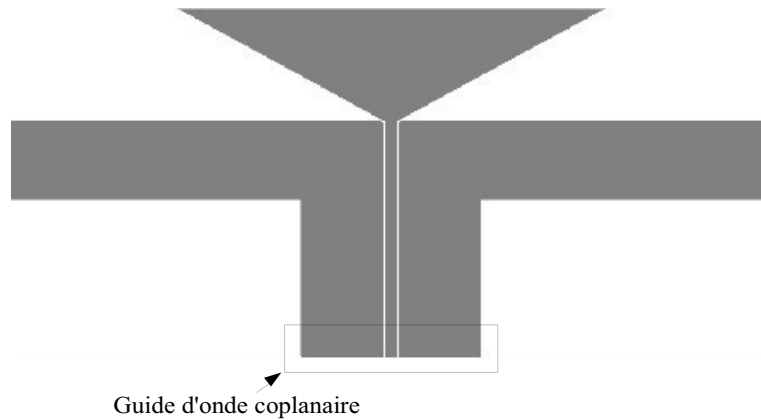
Enfin, la forme des plans de masses latéraux sera étudiée afin d'obtenir un rayonnement plus omnidirectionnel à la fois dans les plans en azimut et en élévation. Cette étude sera aussi menée dans la recherche d'une structure finale la moins encombrante possible, tout en maintenant une bonne qualité d'adaptation.

### III.2.1 Etude de la ligne d'alimentation

#### III.2.1.1 Largeur du guide d'onde coplanaire

Le guide d'onde coplanaire est tout d'abord dimensionné pour avoir une impédance caractéristique de  $50\ \Omega$  sur la bande de fréquences de 3 à 10 GHz. Ainsi, l'épaisseur du ruban central  $W$  et la largeur des fentes  $G$  entre le ruban central et les plans de masse coplanaires sont fixées en fonction du substrat choisi et de son épaisseur. Cependant, afin de conférer à l'antenne la géométrie désirée (Figure III.18), la largeur des plans de masse de la ligne doit être diminuée, et ce sans perturber son fonctionnement. Pour cela, deux études sont menées : l'une sur le coefficient de réflexion de la ligne en fonction de la largeur de ses plans de masse coplanaires, et l'autre sur la répartition des courants sur celle-ci.

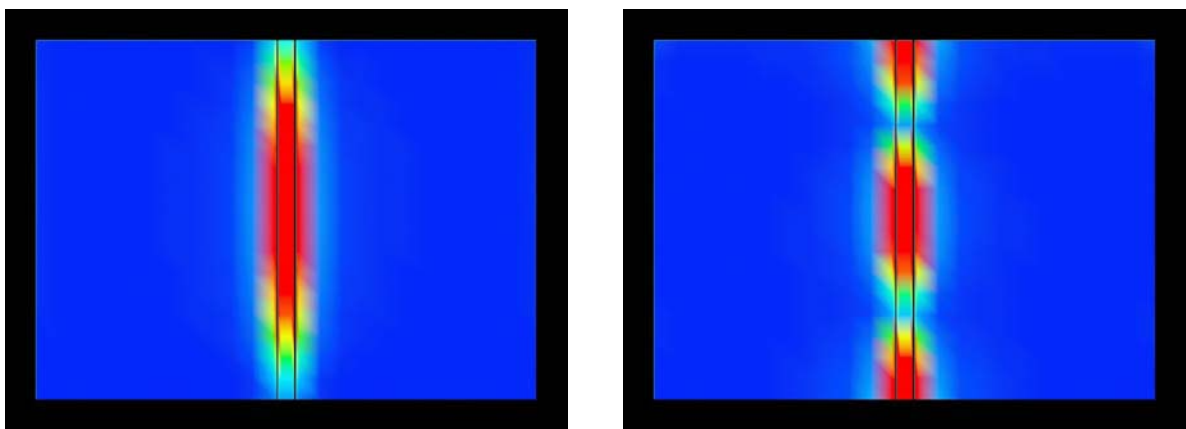




**Figure III.18 : monopôle triangulaire alimenté par guide d'onde colanaire**

L'étude menée sur l'adaptation du guide d'onde coplanaire en fonction de la largeur des plans de masse montre que le coefficient de réflexion de la ligne n'est pas perturbé par cette variation. Cette étude a été menée jusqu'à une largeur minimale de 1 cm pour chaque plan de masse, ce qui constitue une valeur suffisamment peu encombrante pour notre antenne.

Afin de visualiser une éventuelle perturbation des courants sur la ligne, les densités de courants électriques ont été calculées sur une ligne dont les plans de masses coplanaires mesurent 2 cm chacun (Figure III.19). Il apparaît que ces densités de courants sont importantes aux abords des fentes guidant l'onde électromagnétique, mais décroissent rapidement à mesure que l'on s'en éloigne. Ainsi, il est possible de diminuer la largeur totale de la ligne en utilisant des plans de masse plus étroits sans perturber les courants, et donc sans désadapter le guide d'onde coplanaire. Ces résultats confirment ceux obtenus en terme de coefficient de réflexion.



**Figure III.19 : répartition des courants à 3 GHz et 6 GHz sur un guide d'onde coplanaire de longueur 3cm, et plans de masse de 2 cm de largeur.**

Les plans de masses coplanaires ont donc été fixés à 1 cm de largeur pour le reste de l'étude paramétrique de l'antenne. Cette dimension permet de minimiser l'encombrement en largeur de la ligne d'alimentation, sans perturber ni l'impédance, ni la répartition des courants à sa surface. En effet, la troncature est effectuée à une distance du ruban central où les densités de courants à ces fréquences peuvent être considérées comme nulles.

### III.2.1.2 Longueur du guide d'onde coplanaire

L'effet de la longueur de la ligne d'alimentation sur l'adaptation de l'antenne en terme de stabilité de l'impédance d'entrée a été étudié. Le but étant d'obtenir une structure la moins encombrante possible, l'étude a donc été menée dans le sens d'une diminution de la longueur de la ligne d'alimentation. Elle met également en lumière le fait que le guide d'onde coplanaire contribue aux performances de l'antenne, et ne se comporte donc pas comme une simple ligne d'alimentation.

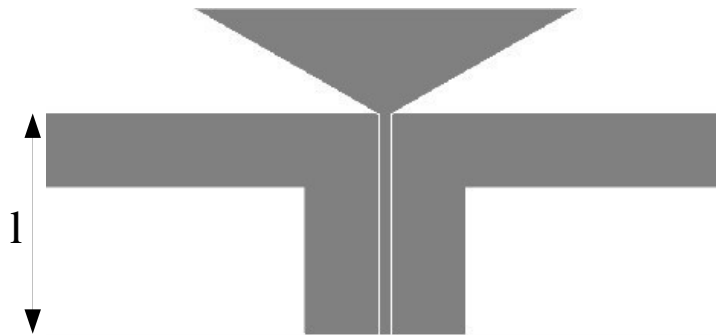


Figure III.20 : longueur  $l$  du guide d'onde coplanaire

L'étude a été menée sur une longueur  $l$  de ligne variant de 15 à 30 mm, ce qui représente un encombrement au moins équivalent à celui du triangle rayonnant dont la hauteur est ici fixée à 16 mm pour une fréquence basse d'adaptation d'environ 3 GHz. En effet, pour des dimensions de l'ordre de 30 mm comme pour l'antenne papillon optimisée, l'antenne présentait des pics d'impédances à des fréquences plus basses que celles nécessaires pour une utilisation en télécommunications ULB. Ce fait permet donc de noter une première différence de dimensionnement et de fonctionnement par rapport à un monopôle triangulaire sur plan de masse.

De plus, on peut considérer que la ligne d'alimentation fait partie intégrante de l'antenne car elle influe sur l'impédance. En effet, comme on peut le constater sur la Figure III.21, le fait de rallonger le guide d'onde coplanaire ne provoque pas seulement une rotation du lieu d'impédance. Lorsque  $l$  varie, le comportement de l'antenne est à la fois décalé en fréquence et altéré. Cela est certainement dû au fait que la longueur de la ligne est trop petite (une longueur d'onde à la fréquence la plus élevée) pour que le régime de propagation soit correctement établi. Elle ne joue donc pas qu'un rôle de ligne de transmission.

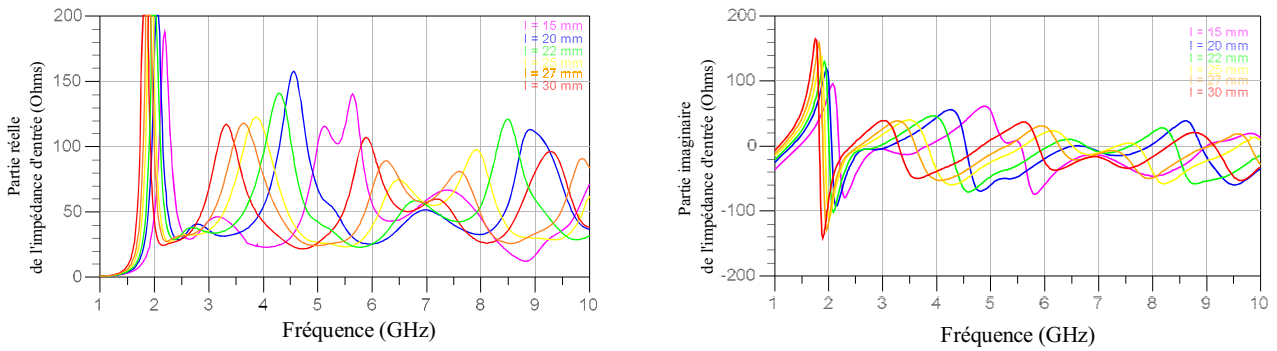


Figure III.21 : influence de la longueur  $l$  de la ligne d'alimentation sur l'impédance d'entrée de l'antenne

Le premier critère qui permet de penser que le guide d'onde coplanaire ne peut être dissocié du comportement global de l'antenne est que sa longueur est inversement proportionnelle à la fréquence basse d'adaptation de l'antenne. Ainsi, lorsque la ligne est raccourcie de 3 à 1,5 cm, la hauteur totale de l'antenne diminue d'environ 30 %, et son adaptation débute à plus haute fréquence. La première résonance est décalée de 2,5 à 3 GHz, la seconde de 3 à 5 GHz, et la troisième de 7 à 9 GHz. La quatrième résonance est poussée en dehors de la bande de fréquence d'étude. En ce sens, l'effet du guide d'onde se rapproche de celui d'une ligne : le lieu d'impédance effectue plus de tours sur l'abaque à mesure que l'on augmente  $l$ . De ce fait, plus  $l$  est grand, plus le nombre de résonances sur la même bande de fréquence augmente. Ces résonances rapprochées évitent de trop fortes remontées du coefficient de réflexion : l'antenne présente alors un comportement qui s'apparente plus à celui d'une antenne large bande qu'à celui d'une antenne à résonances multiples.

En terme de stabilité d'impédance enfin, le fait que la ligne d'alimentation soit plus longue diminue les variations sur la bande d'étude. Typiquement, pour une longueur  $l$  de 3 cm, l'impédance varie de 30 à 115  $\Omega$ , tandis que pour une longueur de 1,5 ou 2 cm, elle varie de 15 à quasiment 160  $\Omega$ . En effet, lorsque la ligne est trop courte, l'antenne présente moins de pics d'impédance sur la bande 3 à 10 GHz, mais ils sont de plus forte amplitude. Cela a pour conséquence de fortes remontées du coefficient de réflexion et donc une désadaptation de l'antenne à ces fréquences (Figure III.22).

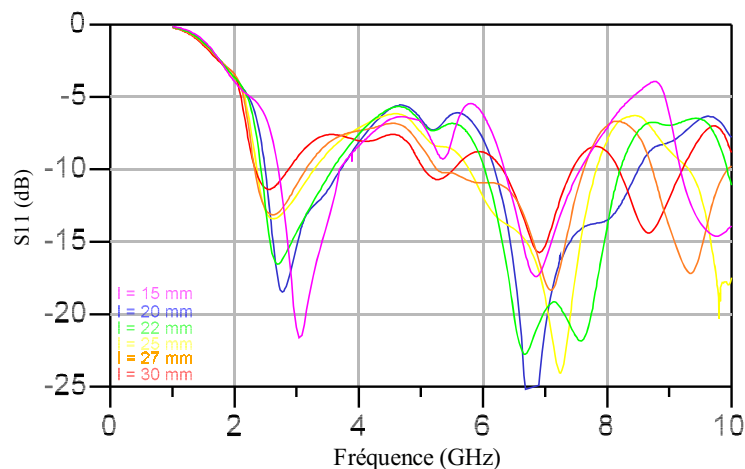


Figure III.22 : influence de la longueur  $l$  de la ligne d'alimentation sur le coefficient de réflexion de l'antenne

Le caractère le plus large bande (meilleure stabilité d'impédance et résonances rapprochées) est obtenu pour une longueur de guide d'onde coplanaire de 3 cm. Cette longueur de ligne semble donc présenter le meilleur compromis puisqu'elle offre une adaptation et un encombrement acceptables.

### III.2.1.3 Largeur du conducteur central

L'effet de la largeur  $W$  du conducteur central du guide d'onde coplanaire sur l'impédance d'entrée de l'antenne a également été étudié. Afin de conserver une adaptation de cette ligne de transmission à  $50 \Omega$ , la largeur  $G$  de ses fentes a également été redimensionnée, ce qui conduit à de nouvelles valeurs de  $W$ . Dans cette étude,  $G$  a été diminué de 0,35 mm à 0,15 mm, ce qui correspond à une variation de  $W$  de 5 mm à 1,34 mm. Elle montre une influence non négligeable de ce paramètre sur les performances d'adaptation de l'antenne.

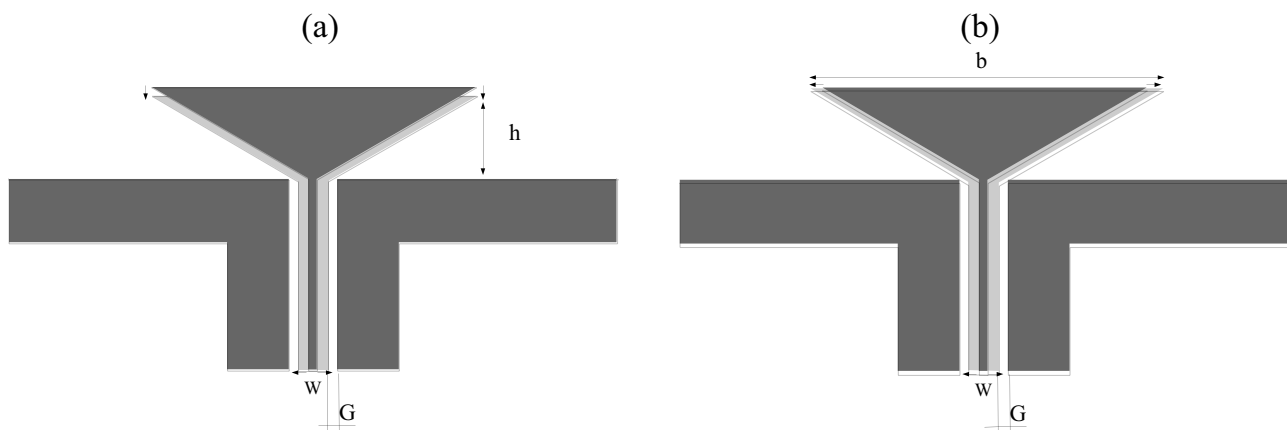


Figure III.23 : effet de l'élargissement du conducteur central du guide d'onde coplanaire sur la hauteur  $h$  du triangle rayonnant (cas a), ou sur sa largeur  $b$  (cas b)

La largeur  $W$  du ruban central de la ligne est un paramètre relativement délicat à étudier isolément parce qu'il influe sur les dimensions du triangle rayonnant en élargissant son sommet. Cet élargissement se répercute alors soit sur la hauteur  $h$  du triangle rayonnant, soit sur sa largeur  $b$ . Il a été choisi dans cette étude de conserver l'angle d'ouverture  $\alpha$  constant afin de ne pas fausser les résultats d'adaptation en changeant la valeur de l'impédance d'entrée du triangle.

Comme décrit dans la Figure III.23 (a), on peut dans un premier cas considérer que le ruban central excite un triangle de dimensions données. Ainsi, lorsque la largeur  $W$  diminue, le triangle est alimenté plus près du sommet, ce qui a pour effet d'augmenter la hauteur  $h$ . La largeur  $b$  de l'élément rayonnant est alors fixe.

Cependant, augmenter la hauteur du triangle peut fausser les données de l'étude car plusieurs paramètres varient. En effet, la hauteur du triangle est un paramètre important qui conditionne les performances de l'antenne, et notamment sa fréquence basse d'adaptation. Il est donc choisi de

mener en parallèle, une étude où  $h$  est fixé. Ainsi, comme le montre la Figure III.23 (b), lorsque la largeur du ruban central d'alimentation diminue, la largeur  $b$  du triangle suit la même évolution.

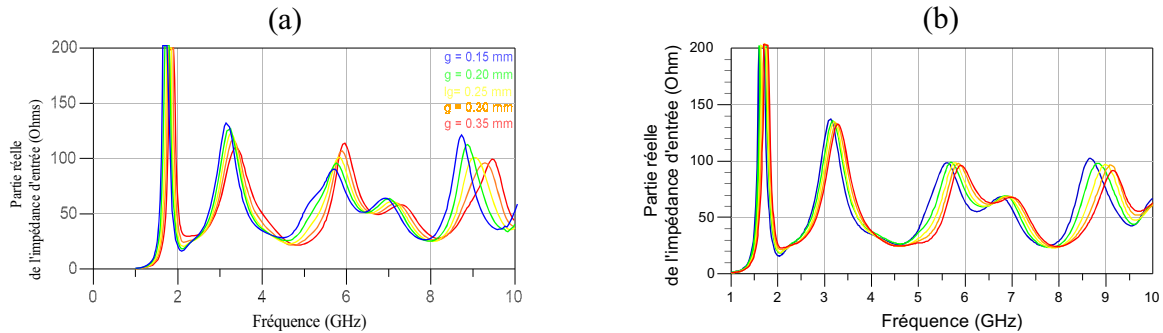


Figure III.24 : influence de la largeur  $G$  des fentes de la ligne d'alimentation sur l'impédance d'entrée de l'antenne en fixant  $b$  (a), ou en fixant  $h$  (b)

Il est intéressant de remarquer que les deux études présentent des résultats sensiblement différents. Cela confirme l'importance de l'influence des paramètres « secondaires » que sont  $b$  et  $h$  alors que l'objet de l'étude est la ligne d'alimentation. Deux constantes dans l'évolution des performances de l'antenne lorsque  $G$  diminue se dessinent tout de même :

- des résonances plus rapprochées,
- une amélioration de l'adaptation de 3,5 à 8 GHz.

En effet, lorsque la largeur du ruban central de la ligne d'alimentation est diminuée, l'impédance d'entrée de l'antenne présente des caractéristiques qui se répètent plus rapidement en fréquence. Pour le cas (a), cette évolution est logique puisqu'elle est obtenue en augmentant les dimensions du triangle, via  $h$ . Ainsi, en diminuant  $W$ , la hauteur  $h$  du triangle augmente, et son périmètre également. Les trajets des courants sont alors allongés. Cependant, une baisse similaire du comportement en fréquence de 7 % est également obtenue alors que l'on diminue les dimensions du triangle de près de 10 % dans le cas (b). Sans l'effet de la diminution de la largeur du connecteur central, une diminution du périmètre du triangle devrait normalement produire l'effet inverse. Ces deux études indiquent donc que cette répétition plus rapide des résonances avec la fréquence sont imputables à la largeur  $W$  du connecteur central de la ligne d'alimentation de l'antenne. Il en résulte un caractère plus large bande avec des résonances moins espacées. Cependant, étant donné que l'adaptation est moins bonne aux basses fréquences, cette caractéristique ne permet pas de diminuer la fréquence basse d'adaptation.

Le deuxième effet de la diminution de la largeur du conducteur central du guide d'onde coplanaire est l'amélioration de la stabilité d'impédance en milieu de bande et donc de la qualité d'adaptation. Bien que cela soit plus prononcé pour l'étude (a), le bénéfice se confirme dans les deux cas, notamment en ce qui concerne le coefficient de réflexion. Ainsi, on peut noter une baisse significative du coefficient de réflexion de 3,6 à 8 GHz ainsi qu'au delà de 9 GHz. Les pics

d'impédances plus élevés à 3 et 9 GHz se traduisent par des remontées de  $S_{11}$  à ces fréquences mais qui restent tout de même inférieures à -7 dB.

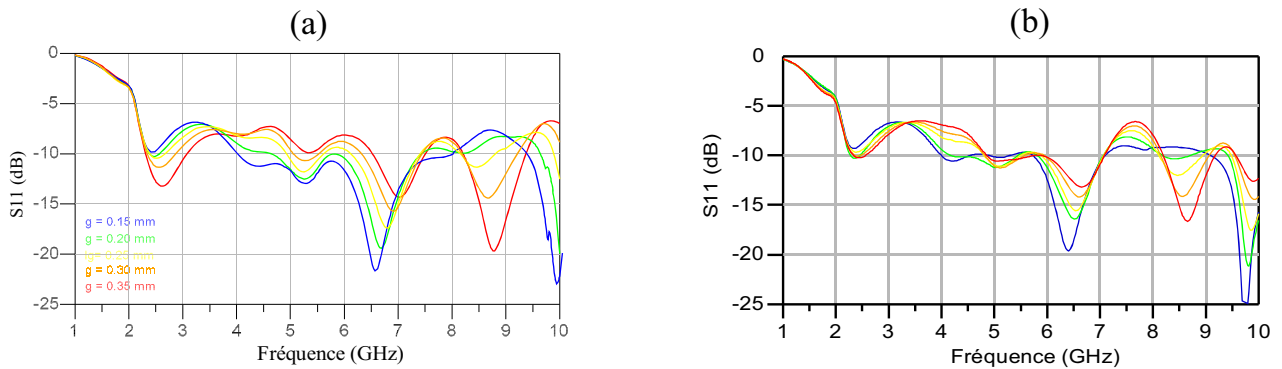


Figure III.25 : influence de la largeur  $G$  des fentes de la ligne d'alimentation sur le coefficient de réflexion de l'antenne en fixant  $b$  (a), ou en fixant  $h$  (b)

Le fait d'alimenter le triangle rayonnant au plus près de son sommet avec un conducteur central le plus fin possible constitue donc un paramètre non négligeable puisqu'il améliore sensiblement l'adaptation de l'antenne sur la quasi totalité de sa bande passante. Cependant, ce n'est pas la seule raison qui explique le choix d'une ligne de transmission de 50  $\Omega$  la plus fine possible.

En effet, dans le cadre de nos mesures d'antennes, la pose d'un connecteur SMA sur la ligne de transmission était nécessaire. Or, la connexion de cet élément sur la ligne créait une transition et un effet réactif entre le câble coaxial et le guide d'onde coplanaire. Comme décrit en Figure III.26, si le connecteur central de la ligne d'alimentation est de largeur supérieure au diamètre du coaxial, il se trouve alors en regard direct avec la masse du connecteur. Cette discontinuité perturbe alors les champs entre la ligne et le câble, ce qui empêche de mesurer correctement l'adaptation de l'antenne qui se trouve fortement altérée.

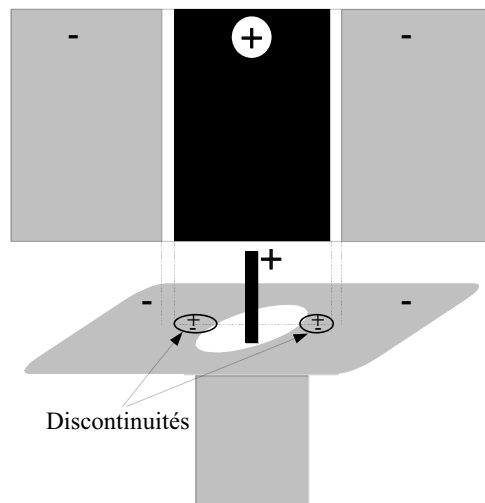


Figure III.26 : discontinuité entre SMA et guide d'onde coplanaire trop large

### III.2.2 Etude des plans de masse latéraux

#### III.2.2.1 Largeur des plans de masse latéraux

Une étude a été menée afin de connaître l'influence de la largeur des plans de masses latéraux sur l'impédance d'entrée et l'adaptation de l'antenne. De même que pour un monopôle triangulaire sur plan de masse, nous nous attendions à ce que les dimensions du plan de masse influent sur les performances de l'antenne. Dans cette étude, nous avons fait varier la largeur  $L$  des plans de masses latéraux de 76 à 100 mm.

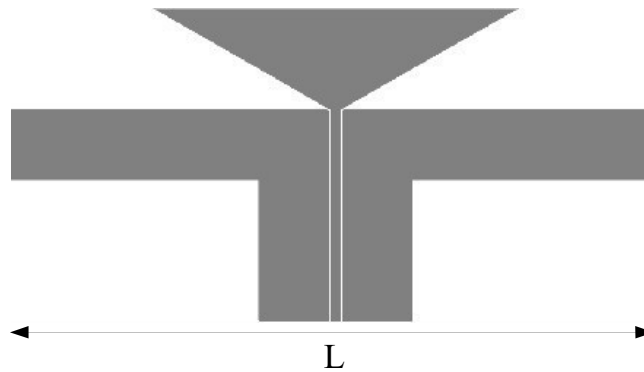


Figure III.27 : largeur  $L$  des plans de masse latéraux

Il est attendu que les plans de masses latéraux ne puissent être réduits de manière importante. En effet, de même que pour les monopôles classiques, le plan de masse intervient dans le bon établissement des ligne de champ électrique entre celui-ci et le triangle. Il ne peut donc être tronqué. L'étude montre également qu'il joue à certaines fréquences un rôle pouvant s'apparenter à une longueur résonante, car l'augmentation de sa largeur :

- diminue la fréquence du premier pic d'impédance,
- abaisse ses fréquences de résonances en milieu de bande passante,
- n'altère les autres pics d'impédance qu'en amplitude.

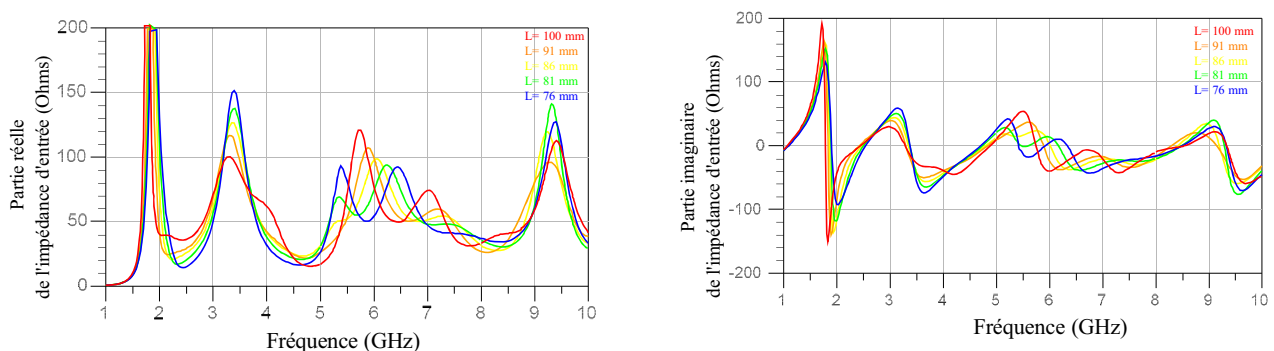


Figure III.28: influence de la largeur  $L$  des plans de masses latéraux sur l'impédance d'entrée de l'antenne

En effet, la largeur des plans de masse latéraux influe sur la fréquence basse d'adaptation, puisque lorsque  $L$  augmente, celle-ci diminue. De plus, cette augmentation limite fortement les variations d'impédance d'entrée entre 2 et 4 GHz (de 32 à 100  $\Omega$  au lieu de 15 à 150  $\Omega$ ) et diminue de manière significative l'amplitude du 2ème pic d'impédance à 3,3 GHz (Figure III.28). Il en est de même pour la partie imaginaire de l'impédance dont les fluctuations se trouvent diminuées à ces fréquences. L'augmentation de la largeur des plans de masses améliore donc à la fois la largeur de bande passante et la qualité d'adaptation en bas de bande, certainement parce qu'il s'agit de la dimension la plus grande constituant l'antenne.

A l'inverse, le fait d'augmenter les dimensions de ces plans de masse désadapte cependant l'antenne en milieu de bande passante. Ainsi, la résonance à 6 GHz pour un plan de masse de 76 mm, est progressivement abaissée en fréquence et désadaptée à mesure que  $L$  augmente. Pour une dimension de 91 mm, l'antenne conserve une légère résonance à 5,1 GHz, mais pour 100 mm, l'antenne est alors désadaptée à ces fréquences avec un coefficient de réflexion de -5 dB (Figure III.29). On peut remarquer que  $L$  correspond à une longueur d'onde et demie à ces fréquences. Enfin, une résonance est également abaissée en fréquence, mais mieux adaptée en passant de 7,5 à 6,6 GHz à mesure que  $L$  augmente.

En haut de bande passante, le pic d'impédance se situe à 9,3 GHz, quelle que soit la valeur de  $L$ . Seule sa dynamique varie selon la largeur du plan de masse de l'antenne, mais pas de façon linéaire. Ainsi, il existe une valeur optimale de  $L$  afin que l'amplitude de ce pic d'impédance soit minimale. Cette valeur est ici de 91 mm pour un triangle rayonnant de 16 mm de hauteur.

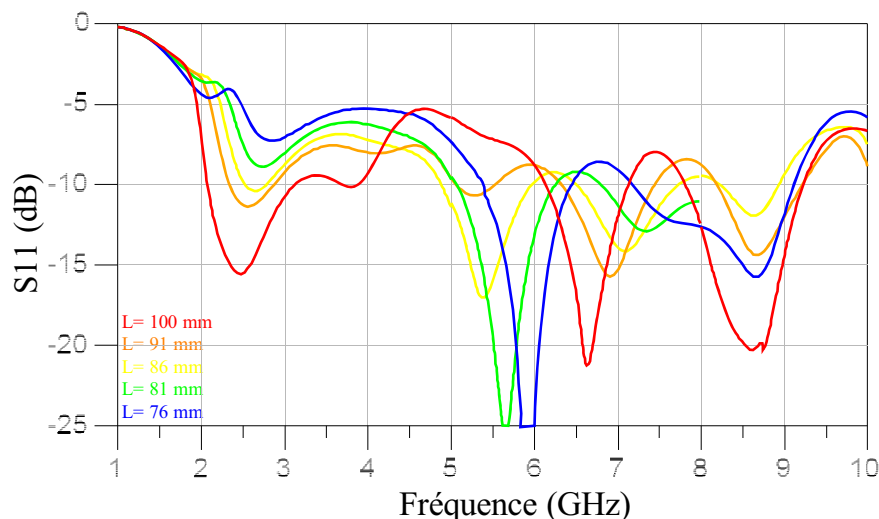


Figure III.29 : influence de la largeur  $L$  des plans de masses latéraux sur le coefficient de réflexion de l'antenne



L'effet de la largeur des plans de masses latéraux sur l'adaptation de l'antenne nécessitera donc des compromis. En effet, si le fait de rallonger ces excroissances améliore l'adaptation à basses fréquences, et accentue certaines résonances, cela désadapte l'antenne en milieu de bande. En ce sens, une valeur intermédiaire de  $L$  permet d'obtenir une adaptation relativement constante et acceptable sur une large bande passante. Dans le cas de notre étude, une largeur de l'antenne de 91 mm est donc optimale. Il est intéressant de noter que cette largeur correspond à 0,56 fois la largeur du triangle rayonnant. Un rapport similaire entre dimensions des plans de masses et du triangle avait été obtenu pour une étude menée avec un triangle de 13 mm de hauteur.

### III.2.2.2 Épaisseur des plans de masse latéraux

L'effet de l'épaisseur  $e$  des plans de masses latéraux sur l'impédance d'entrée de l'antenne a également été étudié. Le travail a commencé sur une épaisseur  $e$  égale à  $l$ , ce qui représente donc un guide d'onde coplanaire classique. Cette dimension a ensuite été diminuée jusqu'à une valeur de 5 mm. Une seconde étude plus fine a ensuite été menée autour de la valeur optimale de  $e$  trouvée.



Figure III.30 : épaisseur  $e$  des plans de masse latéraux

En regard des autres paramètres géométriques étudiés jusqu'ici, on peut remarquer que  $e$  influe peu sur le comportement de l'antenne si sa valeur est inférieure à  $l$ . En revanche, il existe une nette différence en terme d'impédance d'entrée entre une alimentation par un guide d'onde coplanaire classique lorsque  $e$  est égal à  $l$  (Figure III.33(a)), et un guide d'onde étroit suivi d'une excroissance d'épaisseur  $e$  inférieure à  $l$  (Figure III.33(b et c)). Ainsi on peut remarquer que d'un cas à l'autre :

- le pic d'impédance à 3,2 GHz est fortement atténué,
- le pic d'impédance à 7,2 GHz n'apparaît plus,
- le pic à 9 GHz est légèrement augmenté.

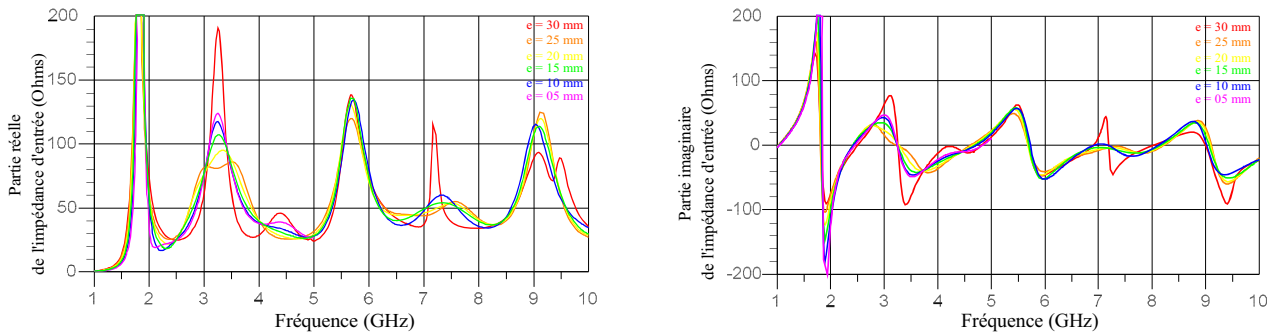


Figure III.31 : influence de la l'épaisseur  $e$  des plans de masses latéraux sur l'impédance d'entrée de l'antenne

En ce sens, le fait de faire apparaître un coude dans les plans de masses améliore sensiblement le caractère large bande de l'antenne, puisqu'il atténue les variations d'impédances de 3 à 4 GHz et de 7 à 8 GHz. Ce fait est encore plus net en comparant les courbes de coefficients de réflexion (Figure III.32) : une courbe se démarque des autres en présentant de fortes remontées du coefficient de réflexion à ces fréquences. Il s'agit du cas où  $e = 1 = 30$  mm : l'antenne ne se comporte pas de la même manière dans ce cas particulier où les plans de masses du guide d'onde coplanaire sont rectangulaires.

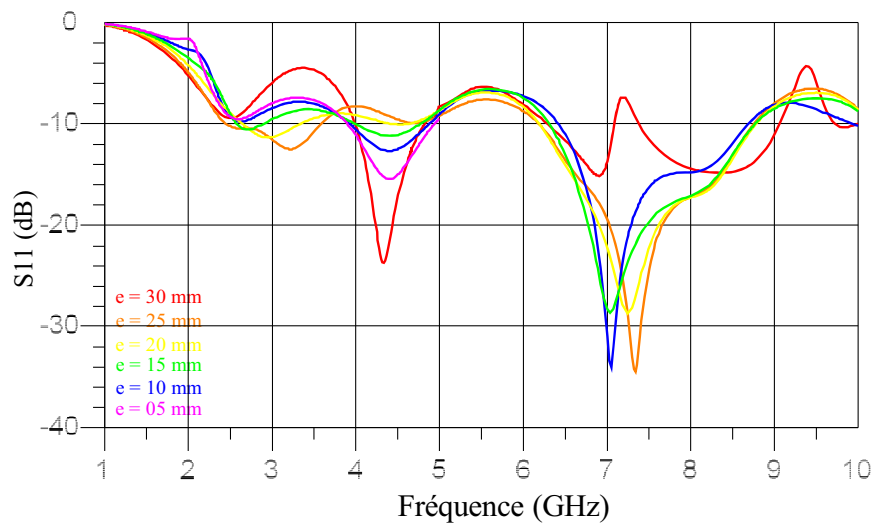


Figure III.32 : influence de la l'épaisseur  $e$  des plans de masses latéraux sur le coefficient de réflexion de l'antenne

L'étude de la répartition des courants sur l'antenne est alors nécessaire, afin de visualiser l'impact de la découpe des plans de masse latéraux du guide d'onde coplanaire sur les trajets des courants. Ce travail a été effectué à la fréquence où la différence d'impédance d'entrée est maximale entre les différents cas, soit ici à 7,2 GHz. Ainsi, à cette fréquence, l'antenne (a) possède un coefficient de réflexion de -7 dB, tandis que les autres sont très bien adaptées avec un coefficient inférieur à -30 dB.

Le cas (a) de la Figure III.33 indique la répartition des courants dans le cas d'un guide d'onde coplanaire classique, avec  $e = l = 30$  mm. On peut remarquer que les courants se concentrent tout d'abord le long des fentes de la ligne avant d'arriver au sommet du triangle à son extrémité. En ces points, les plans de masse sont tronqués, mais les courants continuent de se propager le long des plans de masse et des bords du triangle. Cela confirme bien la présence de lignes de champ électrique entre le triangle et les plans de masses latéraux et la présence d'une onde progressive qui continue sa propagation après la fin de la ligne. Cependant, il faut noter dans ce cas l'apparition de courants arrivant en sens inverse le long de l'extrémité du plan de masse (Figure III.33 (a)), provenant du point d'alimentation de l'antenne. Cela a pour effet de créer une onde stationnaire aux coins de ces plans de masse avec une intensité des courants élevée en ces points, ce qui limite l'adaptation de l'antenne en empêchant la bonne propagation des lignes de champ.

Les cas (b) et (c) de la Figure III.33 présentent la répartition des courants pour des antennes dont l'épaisseur  $e$  des plans de masses latéraux est fixée à 25 et 10 mm. Ces dimensions impliquent donc une découpe des plans de masse à 1 cm des fentes, comme décrit en III.2.1.1. Cette discontinuité a pour effet d'éviter la formation de courants ayant une composante transverse à la direction de propagation de l'onde électromagnétique dans la ligne. Ainsi, les courants sont forts le long de la ligne puis aux bords du triangle et des plans de masse. Le long des excroissances, les courants s'atténuent à mesure qu'ils s'éloignent du centre de l'antenne. Les plans de masses latéraux ne sont donc parcourus que par une onde progressive, sans noeud de courant. L'antenne est alors beaucoup mieux adaptée à cette fréquence que dans le cas (a).

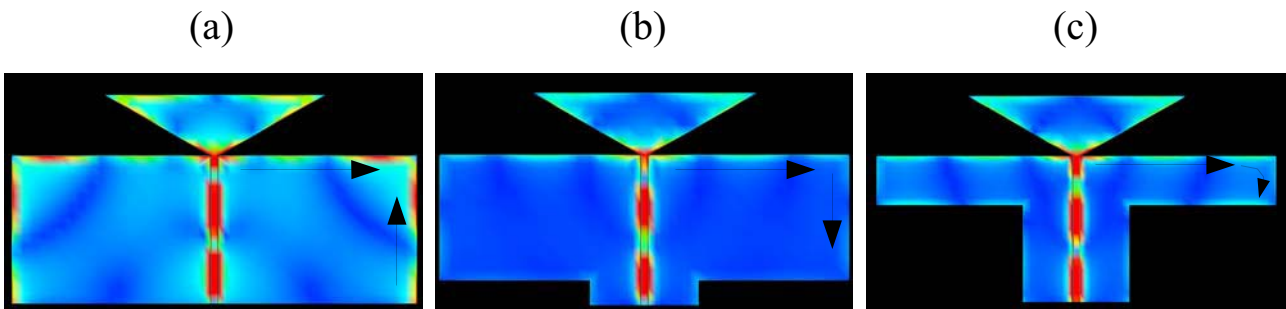


Figure III.33 : densités de courants sur l'antenne à 7,25 GHz pour  $e = 30$  mm (a), 25 mm (b), 10 mm (c)

Une fois ces facteurs mis en avant, la dimension  $e$  a alors été étudiée par pas de 2 mm autour de 1 cm afin d'obtenir l'antenne la mieux adaptée sur la bande de 3 à 10 GHz. L'antenne dont l'épaisseur des plans de masses est de 10 mm a présenté les meilleurs résultats en terme de stabilité d'impédance sur cette bande.

### III.2.3 Réalisation du monopôle triangulaire

Une première antenne triangulaire alimentée par guide d'onde coplanaire dont les plans de masses et les dimensions ont été optimisés est présentée [III-6]. Cette antenne possède un encombrement de 45 par 91 mm<sup>2</sup>, ce qui est équivalent à une carte de crédit standard et représente une baisse de 33% par rapport à l'antenne papillon décrite en III.1.3.4. Elle a été réalisée sur un substrat epoxy d'épaisseur 0,8 mm, découpé à environ 1cm des bords de l'antenne. Ses principales dimensions sont regroupées dans le tableau ci-après :

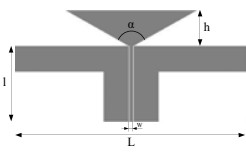
	<i>Triangle</i>		<i>Guide d'onde</i>		<i>Plans de masse</i>	
	$\alpha$	$h$	$l$	$W$	$L$	$e$
<b>Dimensions</b>	118°	15 mm	30 mm	1,34 mm	91 mm	10 mm

Tableau III.1 : dimensions de l'antenne optimisée

#### III.2.3.1 Adaptation de l'antenne

Les résultats présentés sont obtenus avec un circuit d'alimentation de 50  $\Omega$ . En simulation, l'antenne est adaptée avec un rapport d'onde stationnaire inférieur à 2 sur une bande passante allant de 3,8 à 15,3 GHz. Cependant, elle présente une adaptation acceptable en deçà de 3,8 GHz, jusqu'à environ 2,1 GHz. La limite haute de la bande passante n'est pas ici un facteur important car elle dépasse le cadre de notre limite d'études. De plus, les performances du substrat époxy se dégradent très fortement à hautes fréquence. Aussi, l'antenne n'a été mesurée que jusqu'à 13GHz.

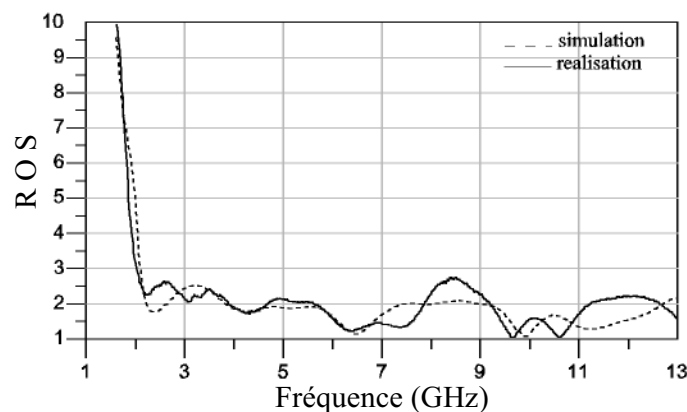


Figure III.34 : rapport d'onde stationnaire simulé et mesuré de l'antenne réalisée.

L'accord entre simulation et mesures est tout à fait satisfaisant à la fois en terme d'adaptation et d'impédance d'entrée. On peut noter toutefois une remontée du coefficient de réflexion mesuré de l'antenne entre 8 et 9 GHz qui n'apparaît pas en simulation. Cette légère désadaptation est la

traduction d'une partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne supérieure à celle simulée à partir de 8 GHz. Cette différence est certainement due à un effet réactif au niveau de la connectique, les variations restant globalement identiques.

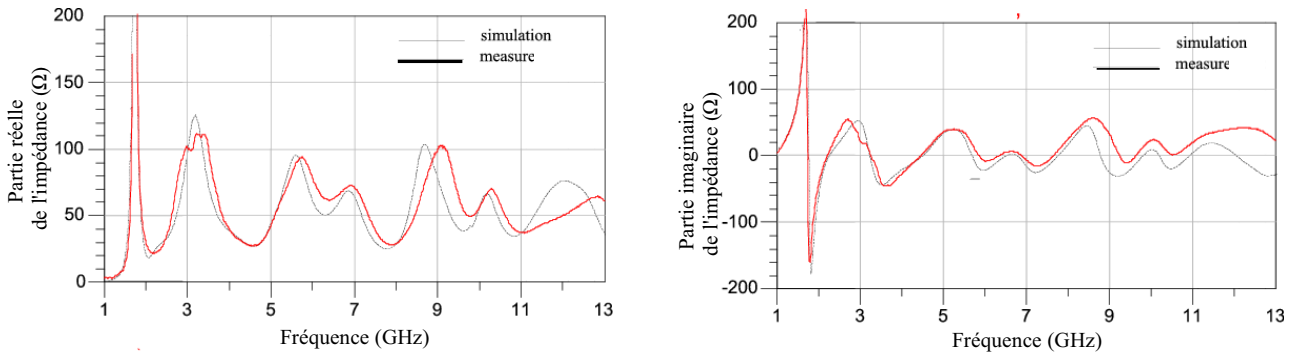


Figure III.35 : impédance d'entrée simulée et mesurée de l'antenne réalisée

### III.2.3.2 Caractéristiques de rayonnement

Le logiciel ADS/Momentum considère le substrat supportant l'antenne comme étant de dimensions infinies, ce qui implique que le rayonnement simulé dans ce plan est nul. L'antenne optimisée a donc été simulée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique 3 dimensions Ansoft HFSS (« *High-Frequency Structure Simulator* ») afin d'en étudier le rayonnement. Les résultats obtenus en terme d'adaptation sont identiques à ceux simulés sous ADS.

Les diagrammes de rayonnement sont représentés en gain étant donné qu'aucune polarisation particulière n'était spécifiée pour les applications visées. Ainsi, les diagrammes en gain fournissent une meilleure information sur les directions effectivement éclairées par l'antenne en terme de puissance rayonnée. Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  (Figure III.37), la composante  $E_\varphi$  (suivant y) du champ est omnidirectionnelle tandis que la composante  $E_\theta$  (dans le plan xz) est de même amplitude mais s'annule en  $\theta = 0^\circ$  du fait de la symétrie de l'antenne, et dans le plan du substrat (Figure III.36(b)). Lorsque la fréquence augmente, la recombinaison des courants induit d'autres creux de rayonnement de  $E_\theta$  dans ce plan tandis que  $E_\varphi$  reste omnidirectionnelle.

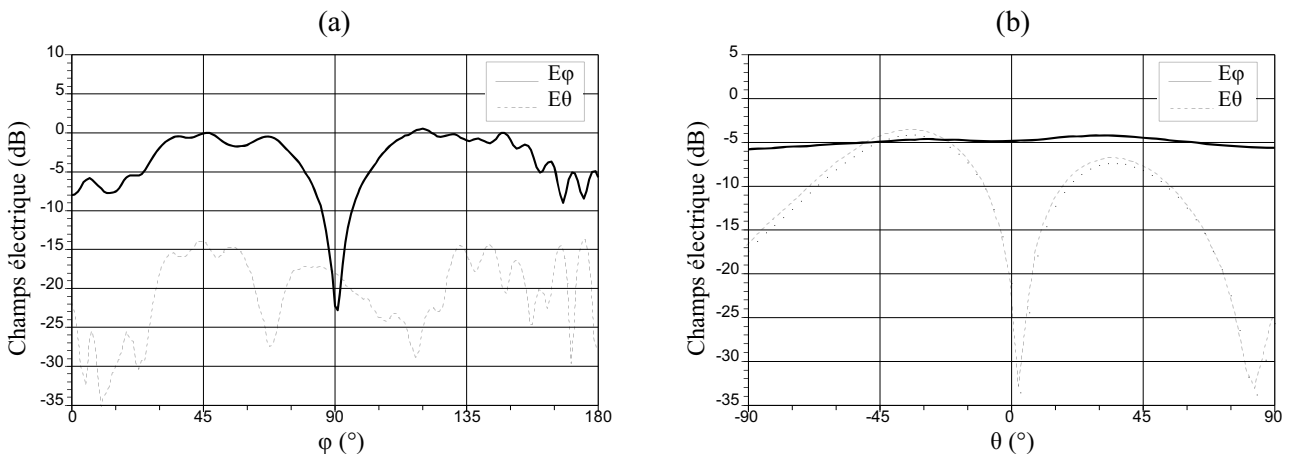


Figure III.36 : polarisation du champ électrique mesuré à 3 GHz dans le plan  $\theta = 90^\circ$  (a) et  $\varphi = 0^\circ$  (b)

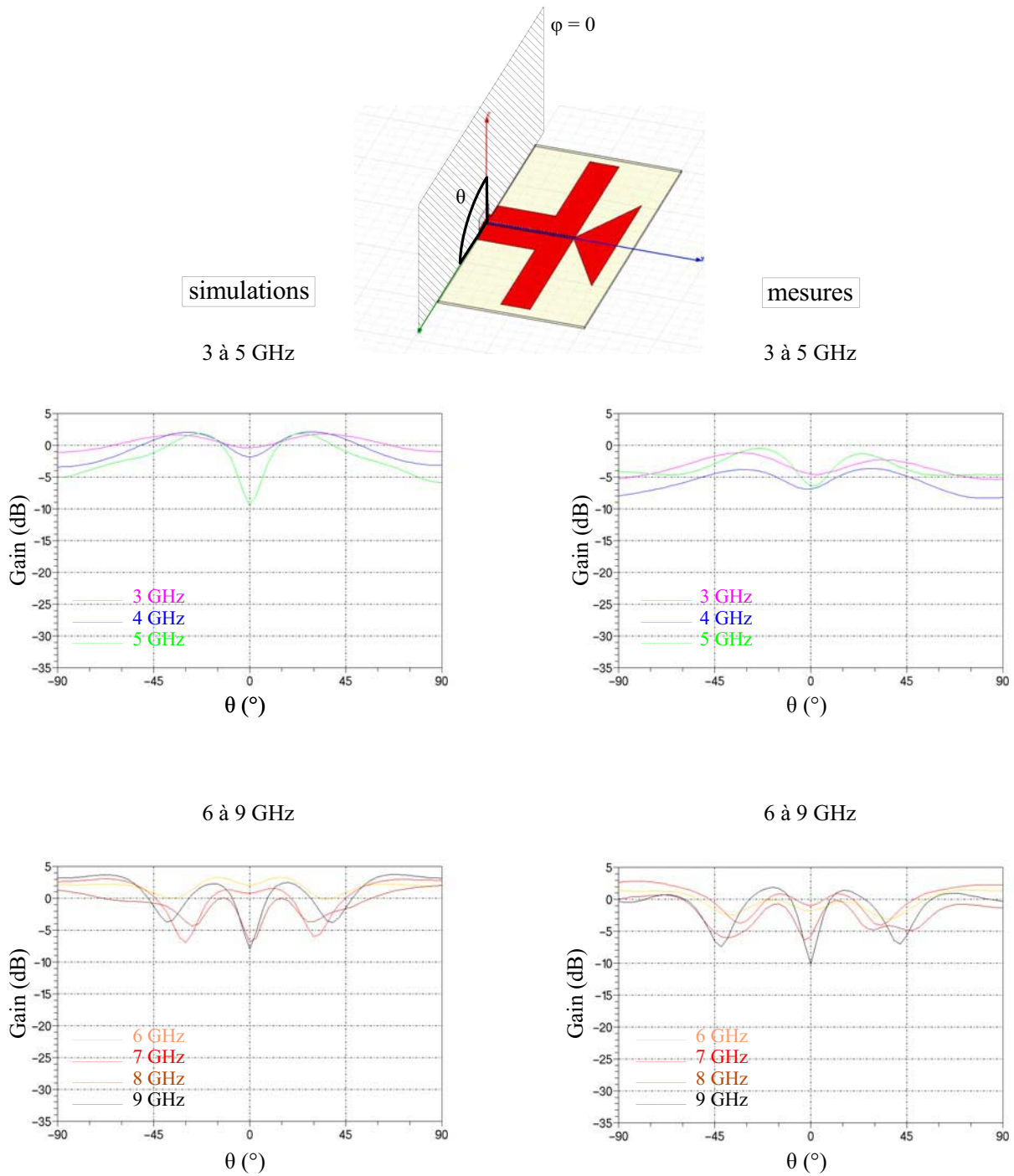


Figure III.37 : évolution du gain simulé et mesuré de 3 à 9 GHz dans le plan  $\phi = 0^\circ$

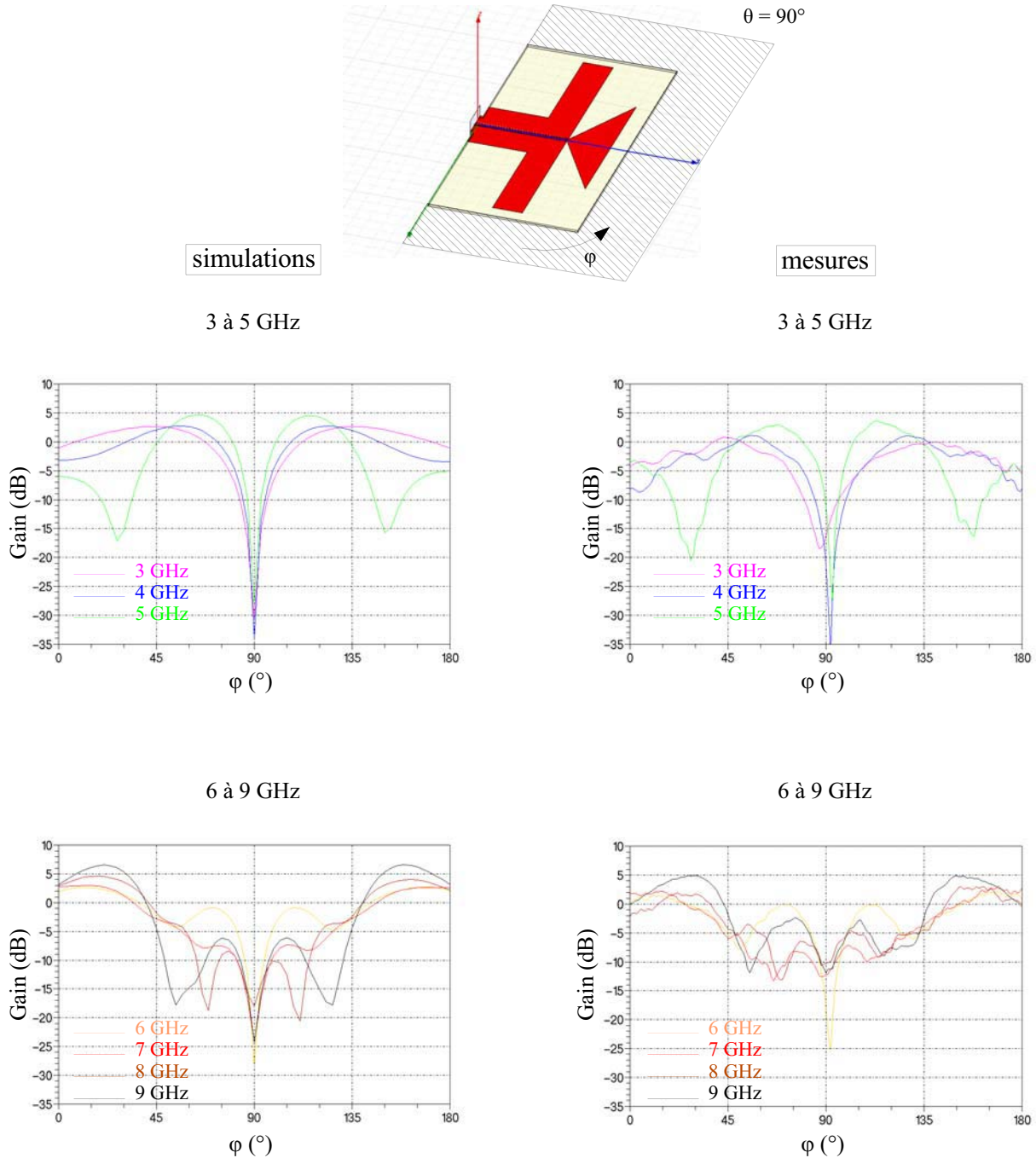


Figure III.38 : évolution du gain simulé et mesuré de 3 à 9 GHz dans le plan  $\theta = 90^\circ$

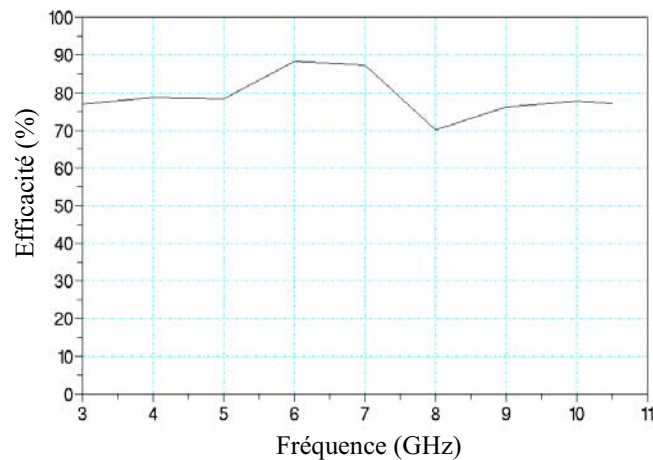
Dans le plan  $\theta = 90^\circ$  (Figure III.38), la polarisation principale est  $E_\phi$  puisque l'on se trouve dans le plan du substrat (Figure III.36 (b)). On peut remarquer le rayonnement de type dipolaire dans ce plan, notamment à basse fréquence, avec un creux typique dans l'axe de l'antenne. A 3 et 4 GHz, les diagrammes en gain restent à peu près omnidirectionnels, mais au delà les lobes de rayonnement diminuent. Les directions privilégiées sont alors à environ  $30^\circ$  de l'axe de l'antenne à 5 GHz, puis à  $60^\circ$  de cet axe au delà. L'antenne présente des diagrammes assez directifs dans ce plan avec des

ouvertures à -3 dB inférieures à 45°. Cependant, l'omnidirectionnalité du diagramme dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  permet à l'antenne de rester relativement peu directive avec des gains maximaux inférieurs à 5 dB en mesure. C'est également le cas jusqu'à 8 GHz en simulation, malgré un pic à 6,6 dB à 9 GHz. Le Tableau III.2 regroupe les maximums de gains mesurés et simulés dans les deux plans confondus. On peut noter qu'à certaines fréquences, l'écart avec la mesure est supérieur à 1 dB. À hautes fréquences (à partir de 8 GHz), ces différences peuvent être attribuées à des pertes dans l'époxy, notamment dans la ligne d'alimentation. En bas de bande cependant, cela semble moins probable. Les écarts pourraient alors être dus à une répartition différente du rayonnement en simulation et en pratique : les gains maximaux apparaîtraient dans d'autres directions que celles mesurées.

	<i>Gain</i> <i>3 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>4 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>5 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>6 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>7 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>8 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>9 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>10 GHz</i>
simulé	2,7	2,7	4,7	3,4	3,1	4,6	6,6	4,6
mesuré	0,8	1,1	3,6	2,3	3,1	3	5	nm

**Tableau III.2** : évolution du gain maximal simulé et mesuré de 3 à 10 GHz

L'efficacité de l'antenne en fonction de la fréquence a été simulée à l'aide d'HFSS, dont la fiabilité dans ce domaine est reconnue. Elle tient compte des pertes par désadaptation de l'antenne, conformément à la définition de Schantz [III-7]. On peut remarquer que l'efficacité est globalement égale à 80 % sur toute la bande WPAN, et suit les variations du coefficient de réflexion : les meilleurs résultats sont obtenus entre 6 et 7 GHz (88 %), et la baisse à 8 GHz correspond à la légère désadaptation mesurée à cette fréquence. Seule la valeur de 78 % au delà de 9 GHz malgré un très faible coefficient de réflexion peut être attribuable à des pertes dans le substrat. Les pertes mesurées sont donc principalement causées par l'adaptation modeste hormis à hautes fréquence.



**Figure III.39** : efficacité simulée de l'antenne



La Figure III.40 présente les diagrammes de rayonnement en gain à 3 Dimensions obtenus à l'aide du logiciel HFSS. Ils permettent de bien visualiser l'évolution du rayonnement lorsque la fréquence varie de 3 à 10 GHz.

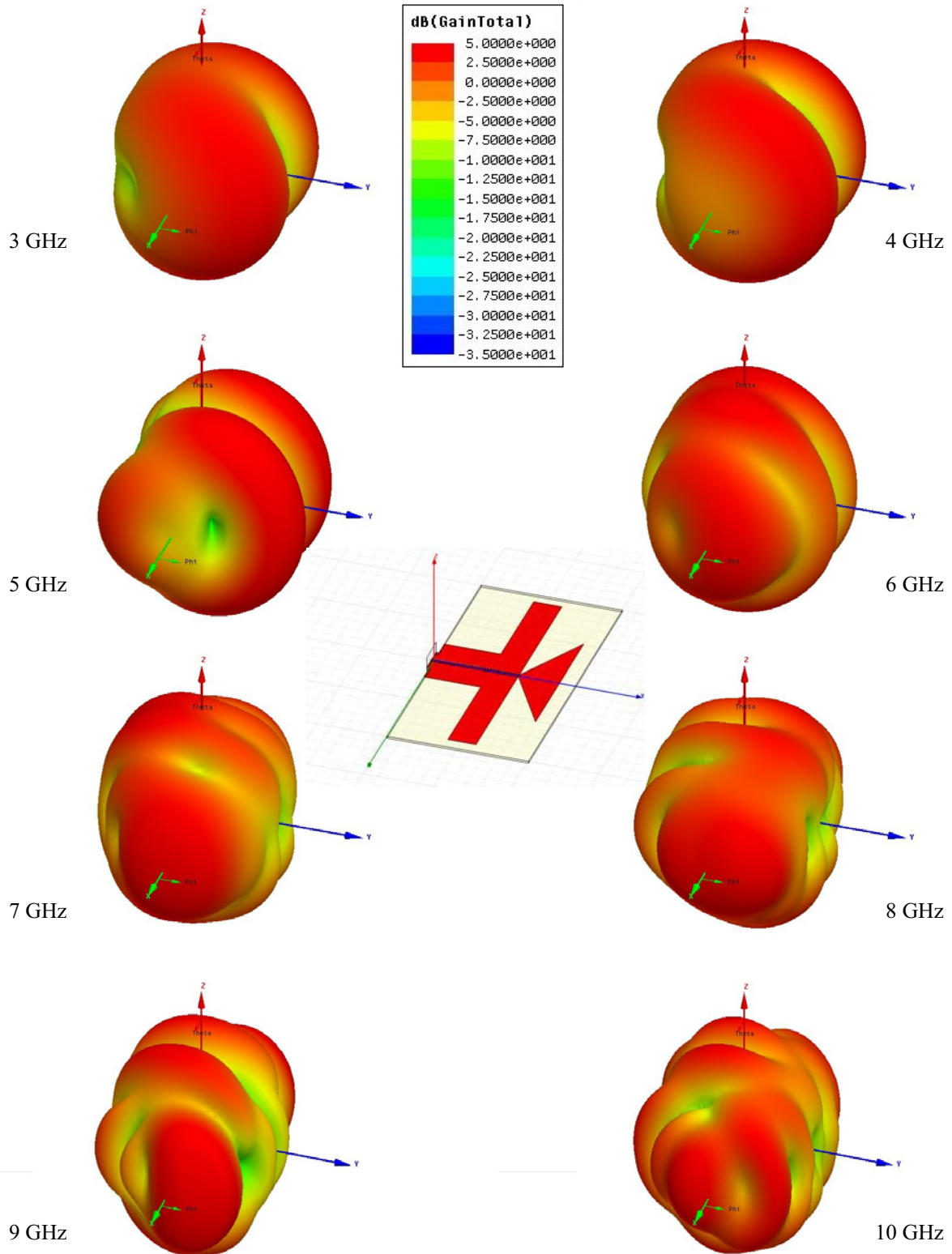


Figure III.40 : évolution du gain simulé en 3 dimensions de 3 à 10 GHz

### III.2.4 Etude du triangle rayonnant

#### III.2.4.1 Insertion d'une ouverture triangulaire

La découpe d'une ouverture triangulaire inversée inspirée de la technologie fractale a été imaginée dans le triangle rayonnant (Figure III.41(a)). Le but d'une telle opération est d'obtenir une combinaison des performances d'adaptation des deux triangles ainsi formés. Les résultats d'adaptation obtenus seront comparés à ceux des deux antennes initiales (b et c). Nous montrerons également que les triangles formés ne doivent pas être reliés sous peine de désadapter l'antenne.

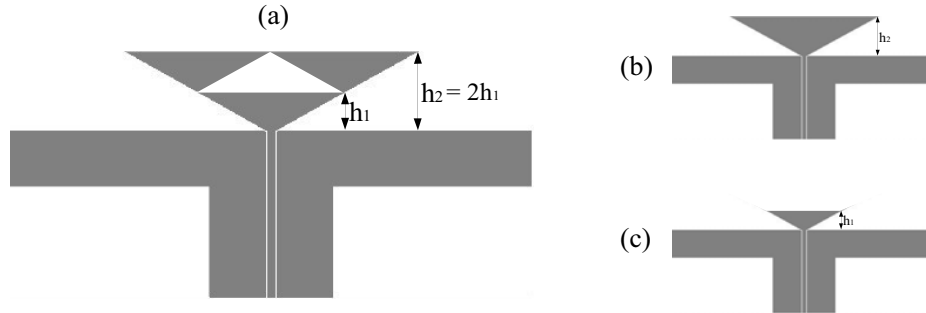


Figure III.41 : antenne à ouverture triangulaire (a), triangle plein (b) et demi-triangle (c)

Une ouverture triangulaire inversée de dimensions deux fois inférieures à celles du triangle rayonnant est placée à mi-hauteur sur celui-ci. Cette disposition forme ainsi trois demi triangles de dimensions identiques, compris dans un triangle deux fois plus grand. L'antenne après modification est donc constituée d'un triangle alimenté par le guide d'onde coplanaire et couplé à deux autres triangles de mêmes dimensions. Il est intéressant de comparer l'impédance d'entrée de cette antenne à celles du triangle plein de hauteur  $h_2$  (b) et d'un demi-triangle seul (c) (Figure III.42). En effet, on peut ainsi remarquer que l'antenne à ouverture possède un comportement intermédiaire à ces deux structures. Ainsi, le triangle alimenté étant plus petit, le premier pic d'impédance est décalé plus haut en fréquence par rapport au triangle plein, mais reste cependant légèrement plus bas que pour le demi-triangle. Mais l'avantage le plus flagrant est la stabilisation de l'impédance d'entrée obtenue après ce premier pic : de 2,8 à 7 GHz, la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne à ouverture triangulaire ne varie que de 30 à 75  $\Omega$ , alors qu'elle varie de 25 à 120  $\Omega$  pour l'antenne initiale, et de 23 à 160  $\Omega$  pour le demi-triangle. La partie imaginaire de l'impédance de cette antenne suit la même évolution et présente des oscillations de faible amplitude sur cette bande de fréquence.

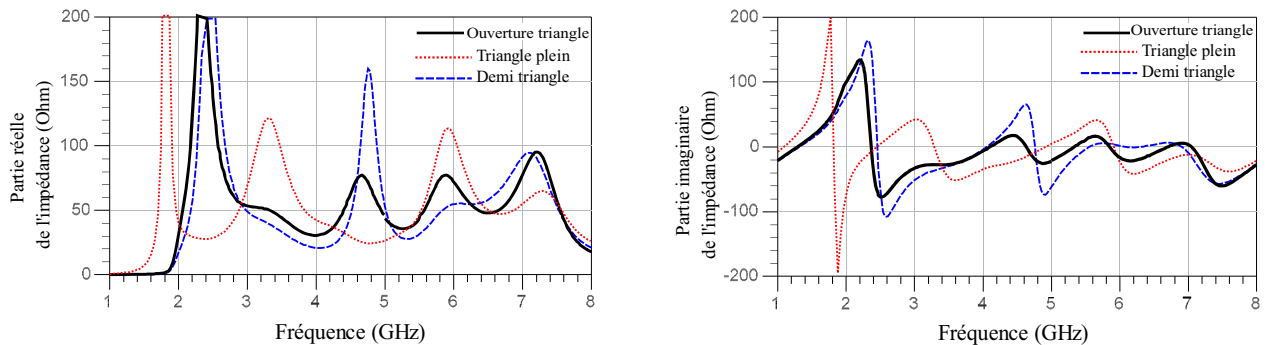


Figure III.42 : impédance de l'antenne à ouverture triangulaire comparée à celle d'un triangle plein et d'un demi triangle.

En terme d'adaptation, ces améliorations se traduisent par une antenne bien mieux adaptée de 2,9 à 7,2 GHz avec un rapport d'onde stationnaire inférieur à 2 sur cette bande. Du fait de la meilleure stabilité d'impédance, la fréquence basse d'adaptation reste bien inférieure à celle du demi triangle, mais est toujours supérieure à celle de l'antenne initiale. Cette nette amélioration des performances d'adaptation de l'antenne par l'insertion d'une ouverture triangulaire inversée a été également vérifiée pour une antenne de dimensions inférieures. Les résultats de coefficient de réflexion obtenus sont présentés Figure III.43.

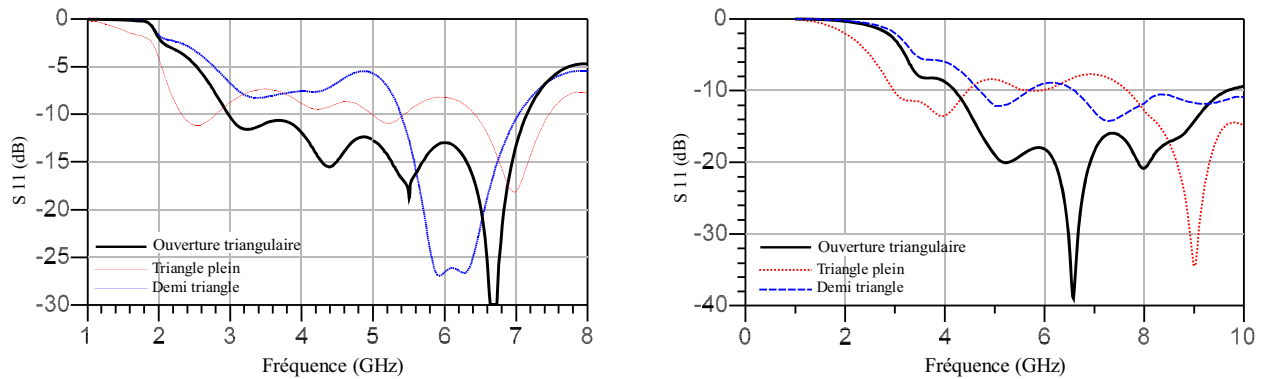


Figure III.43 : coefficient de réflexion d'une antenne à fente triangulaire comparée à celle d'une antenne pleine et d'une antenne à demi triangle. Étude à partir de deux structures différentes.

La Figure III.44 compare les densités de courants sur l'antenne « fractale », à ceux de l'antenne initiale. Le comportement aux basse fréquences est globalement le même avec des courants progressant principalement le long des côtés du triangle et sur les bords des plans de masses, attestant de la présence de lignes de champ électrique entre ces éléments de l'antenne. Cependant, à plus de 6 GHz, ce phénomène est complété par un fort couplage entre le triangle inférieur et les triangles supérieurs de l'antenne à ouverture. Les courants au sein du triangle ont une plus forte amplitude que sur les plans de masses latéraux où ils décroissent plus rapidement. L'antenne pleine conserve à cette fréquence le même type de répartition de courants qu'à 3 GHz, concentrés essentiellement sur le périmètre du triangle et des plans de masses latéraux.

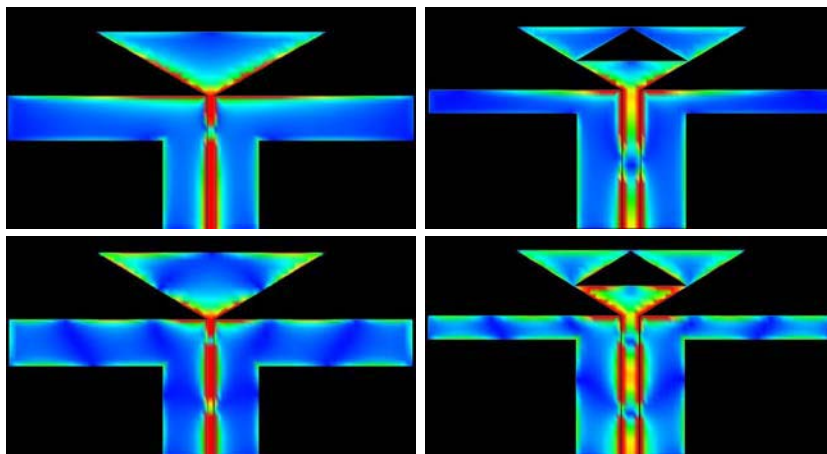


Figure III.44 : densités de courants sur l'antenne avec ou sans fente triangulaire à 3 GHz (haut) et 6,5 GHz (bas)

Il est important de noter la différence de fonctionnement entre cette antenne à ouverture triangulaire inversée et une antenne fractale. En effet, dans une antenne fractale classique, les éléments qui se déduisent les uns des autres par un facteur multiplicatif sont reliés entre eux. Or, dans notre cas, les demi triangles sont espacés les uns par rapport aux autres de 0,1 mm. La différence d'adaptation entre l'antenne dont les triangles sont reliés et celle dont les triangles sont séparés est présentée en Figure III.45. Ces deux antennes ne fonctionnent pas de la même manière : lorsque les triangles sont reliés, l'antenne n'est adaptée qu'au delà de 5,2 GHz et présente plusieurs résonances plutôt qu'un caractère large bande. Cependant, c'est en comparant les parties réelles de l'impédance que les différences de comportement sont mises en évidence : l'antenne dont les triangles sont reliés présente un premier pic d'impédance à la même fréquence que le triangle plein de hauteur  $h_2$ . Elle affiche ensuite les variations d'impédance cumulées du triangle plein et du demi-triangle seul, mais de plus forte amplitude. L'effet de l'insertion de l'ouverture triangulaire dans ce cas est donc à l'opposé de celui désiré puisqu'il est néfaste à la stabilité d'impédance d'entrée de l'antenne.

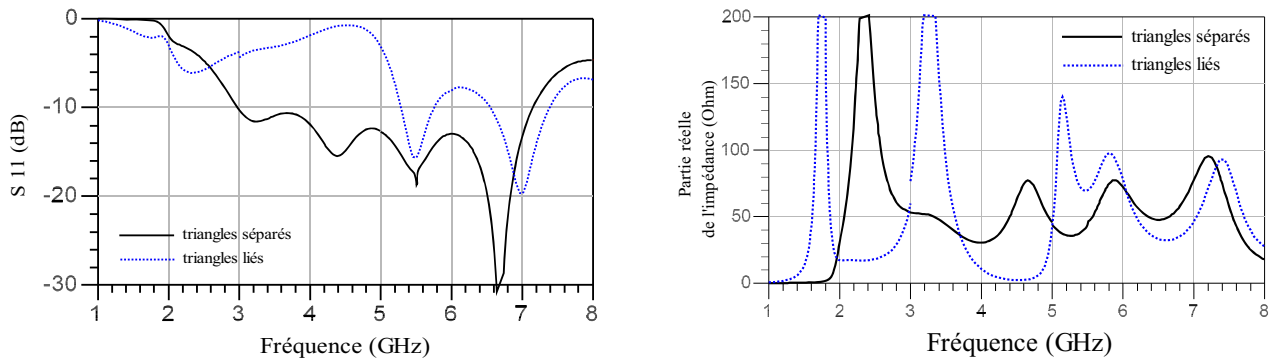


Figure III.45: coefficient de réflexion et impédance d'entrée comparés d'une antenne à fente triangulaire dont les triangles sont reliés ou séparés.

Cette différence de comportement de l'antenne que les triangles soient reliés ou non, se traduit également par une répartition différente des courants. La Figure III.46 présente les densités de courants sur ces antennes à 5,5 GHz alors qu'elles sont toutes deux bien adaptées. L'antenne dont les triangles sont reliés présente de forts courants au niveau des liaisons et non plus le long des bords du triangle, l'étroite liaison concentrant les courants. Les lignes de champ créées entre le plan de masse et le triangle doivent être affectées dans leur propagation par cette discontinuité ce qui altère le caractère large bande de l'antenne.

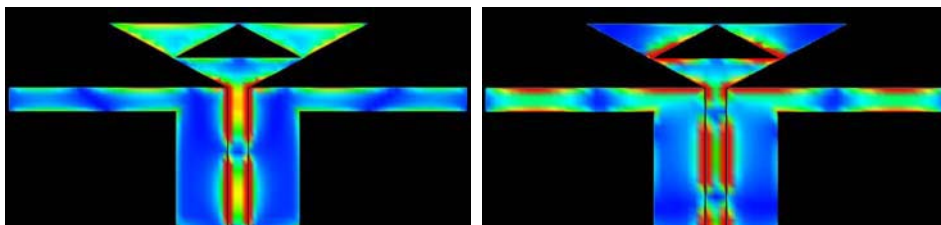


Figure III.46 : densités de courants sur l'antenne avec les triangles séparés (gauche) ou reliés (droite) à 5,5 GHz

### III.2.4.2 Introduction d'effet capacitif

L'insertion de fentes entre le triangle inférieur et les triangles supérieurs de l'antenne à ouverture triangulaire a été étudiée. L'effet recherché de cette adjonction est la baisse de la fréquence basse d'adaptation par un rallongement fictif des longueurs électriques de l'antenne. Le choix de la forme et le dimensionnement de ces fentes a tout d'abord été recherché. Puis l'impact de la hauteur de positionnement  $h_1$  sur l'adaptation de l'antenne a été examiné.

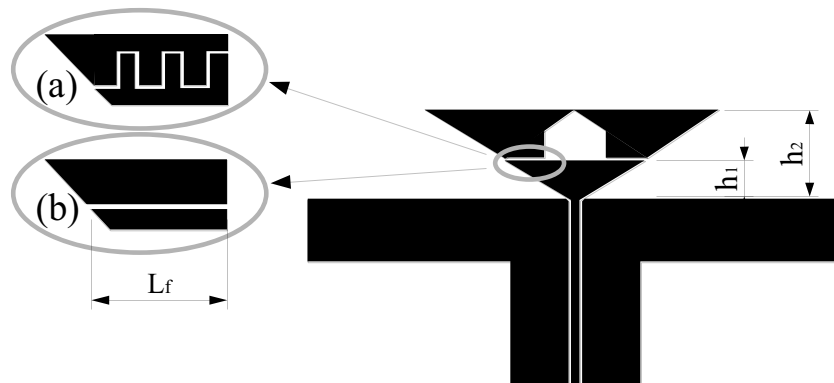


Figure III.47 : insertion de fentes capacitives en peigne (a) ou linéaire (b) entre les triangles de l'antenne à fente triangulaire inversée

Comme décrit en Figure III.47, différentes formes de fentes pouvant créer un effet capacitif entre les triangles sont envisageables. Une des plus classiques est celle en forme de peigne (a) car elle optimise les surfaces métalliques en regard. Cependant, lors de cette étude, cette technique n'a pas apporté d'amélioration significative des performances de l'antenne par rapport à une simple fente. Or, elle complexifiait sensiblement la réalisation en atteignant les limites technologiques disponibles au LEAT par le dessin de plusieurs fentes perpendiculaires entre elles de seulement 100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le choix d'une simple fente (b) de hauteur 0,2 mm puis 0,1 mm a donc été retenu pour des résultats équivalents.

Les résultats présentés en Figure III.48 montrent l'effet de la longueur  $L_f$  des fentes introduites entre les triangles sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Ces résultats ont été obtenus pour une épaisseur des fentes de 0,2 mm et peuvent être améliorés en rapprochant les éléments jusqu'à 0,1 mm. Ils permettent toutefois de mettre en évidence l'impact de ces fentes sur les performances de l'antenne. Ainsi, on peut remarquer qu'en terme d'impédance d'entrée, le fait d'allonger les fentes de 1 mm à 5 mm :

- baisse en fréquence le premier pic d'impédance,
- diminue les variations d'impédance de 2,5 à 10 GHz.

Cependant, il a été constaté au cours de l'étude que lorsque  $L_f$  est supérieur à 6 mm, l'impédance d'entrée de l'antenne ne suit pas la même évolution et présente de plus fortes oscillations à hautes fréquences. Les meilleurs résultats sont donc obtenus pour une fente de 5 mm de largeur.

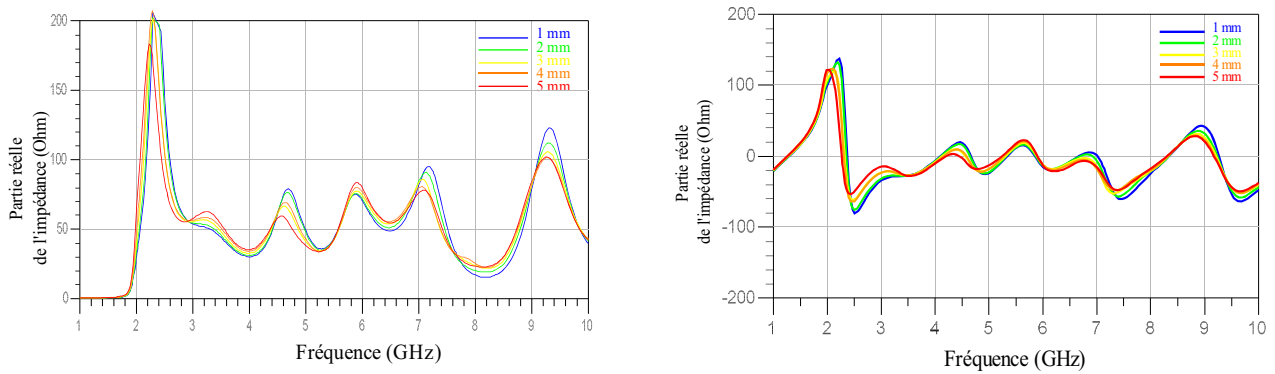


Figure III.48 : évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne pour une largeur de fente capacitive de 1 à 5 mm

En terme d'adaptation, le fait d'élargir les fentes entre les triangles formant l'antenne augmente la bande passante et améliore l'adaptation aux basses fréquences. Ainsi, en diminuant la fréquence basse d'adaptation de l'antenne de 3 à 2,5 GHz, l'insertion des fentes permet d'obtenir une antenne couvrant la même bande de fréquences, mais d'encombrement inférieur de 30 %. De plus, il apparaît sur la Figure III.49 que l'ajout de ces fentes favorise l'adaptation au dessus de 7 GHz, sans la dégrader en milieu de bande.

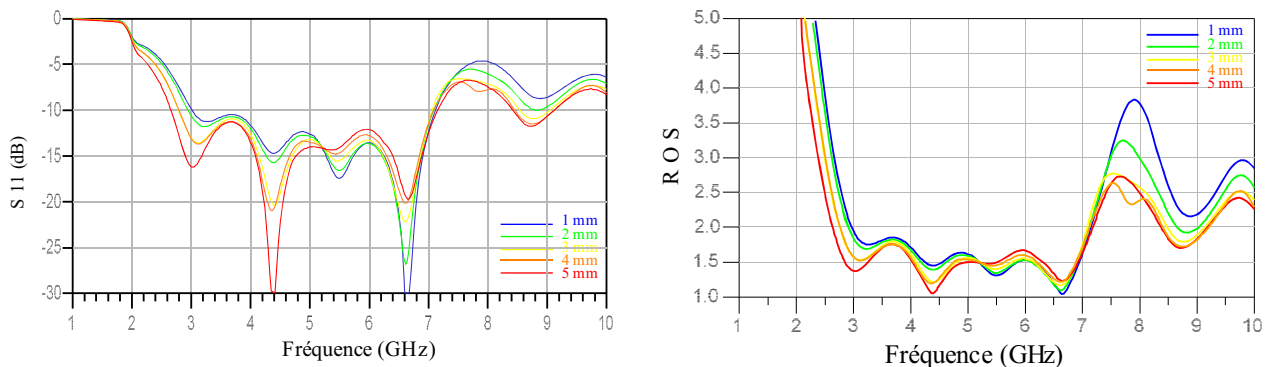


Figure III.49 : évolution du coefficient de réflexion et du rapport d'onde stationnaire de l'antenne pour une largeur de fente capacitive de 1 à 5 mm

En s'inspirant de la technologie fractale, il semblait logique que l'ouverture triangulaire inversée soit de dimensions deux fois inférieures à celle du triangle rayonnant, et placée à mi-hauteur sur celui-ci. Cependant, une étude a été menée afin de vérifier à quelle hauteur cette ouverture devait être placée afin d'obtenir la meilleure adaptation.

Les résultats d'impédance d'entrée de l'antenne (Figure III.50) mettent en évidence que le fait de placer la fente plus haut décale le comportement en fréquence de l'antenne vers le bas, notamment pour le premier pic d'impédance situé vers 3 GHz. Cela peut s'expliquer par l'augmentation des dimensions du premier triangle, bien que la hauteur totale de l'antenne en varie pas. Ce phénomène de décalage en fréquence est également très prononcé en haut de la bande passante. En effet, le pic d'impédance situé à 9,5 GHz pour  $h_1/h_2 = 30$  %, descend sous 8 GHz lorsque ce rapport vaut 70 %.

Cependant, à ces fréquences, l'amplitude de ce pic est également affectée et augmente fortement pour des rapports  $h_1/h_2$  supérieurs à 60 %, ce qui a pour effet de désadapter l'antenne en haut de bande.

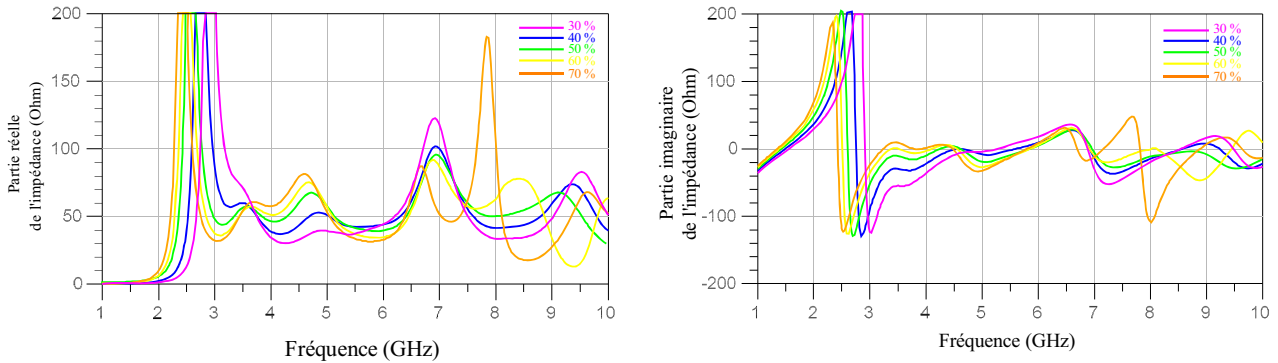


Figure III.50 : impédance d'entrée de l'antenne en fonction du rapport  $h_1/h_2$  exprimé en %

En terme d'adaptation, les résultats obtenus en Figure III.51 permettent tout d'abord de constater que lorsque  $h_1$  est trop faible, cela augmente fortement la fréquence basse d'adaptation. Ainsi, des fentes triangulaires placées à des hauteurs de 30 à 40 % de la hauteur du triangle rayonnant limitent la bande passante de l'antenne aux basses fréquences. Cependant, lorsque  $h_1$  devient supérieur à  $h_2$ , la fréquence basse d'adaptation de l'antenne ne diminue pas significativement. En effet, pour des valeurs supérieures à 50 % du rapport  $h_1/h_2$ , l'impédance fluctue plus fortement à 3 GHz, empêchant l'élargissement de la bande passante aux basses fréquences. De plus, pour ces valeurs, le coefficient de réflexion est nettement remonté en haut de bande passante, du fait des fortes fluctuations d'impédance d'entrée à ces fréquences. En ce sens, une augmentation du rapport  $h_1/h_2$  au delà de 60% n'est pas adéquat car cela diminue la bande passante à haute fréquence, sans l'améliorer aux basses fréquences.

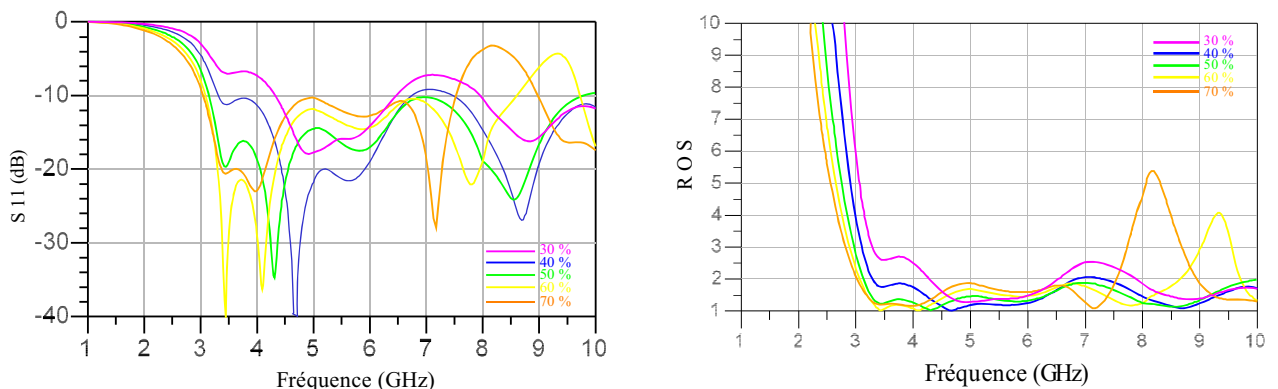


Figure III.51 : coefficient de réflexion de l'antenne en fonction du rapport  $h_1/h_2$  exprimé en %

Une étude supplémentaire de ce paramètre a permis de constater que les meilleurs résultats d'adaptation en terme de largeur de bande passante étaient obtenus pour une valeur de  $h_1$  égale à 52 % de  $h_2$ .



### III.2.4.3 Optimisation de la forme de l'ouverture

Après la découpe d'une ouverture triangulaire inversée puis l'insertion de fentes à effet capacitif, la forme de l'ouverture se trouve modifiée. Aussi, une étude a-t-elle été menée afin d'optimiser sa géométrie en vue d'obtenir la meilleure adaptation pour l'antenne sur la bande de 3,1 à 10,6 GHz.

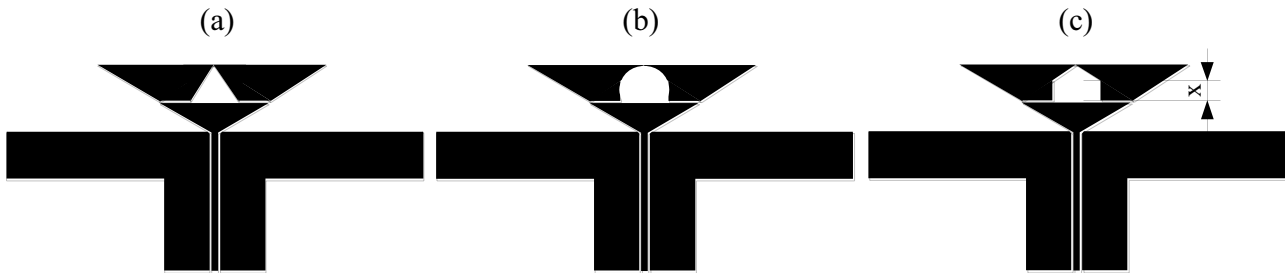


Figure III.52 : différentes géométries possibles pour l'ouverture

En partant de l'antenne possédant une ouverture triangulaire et des fentes capacitives, plusieurs formes d'ouvertures ont tout d'abord été envisagées : une ouverture triangulaire (a), en demi-cercle (b), ou triangulaire tronquée (c). L'étude de l'adaptation de chacune de ces structures a montré que les cas (a) et (b) limitaient la bande passante de l'antenne aux hautes fréquences, notamment à partir de 8 GHz. Le choix s'est donc porté sur une ouverture triangulaire tronquée comme base d'étude.

A partir de l'antenne (c), l'influence de la hauteur  $x$  des troncatures sur l'adaptation a été étudiée :  $x$  a été modifié de 0,5 à 4,5 mm pour un triangle de hauteur totale 5,5 mm. Les résultats de cette étude sont présentés en Figure III.53. On peut remarquer que ce paramètre affecte fortement la qualité d'adaptation au delà de 8 GHz. En effet, lorsque  $x$  augmente, un pic d'impédance de l'antenne est abaissé en fréquence jusqu'à 9,5 GHz, créant ainsi une résonance supplémentaire à cette fréquence. La limite haute d'adaptation est légèrement diminuée, mais reste supérieure à 10,6 jusqu'à une valeur de 3,5 mm pour  $x$ , qui correspond ici à une valeur optimale.

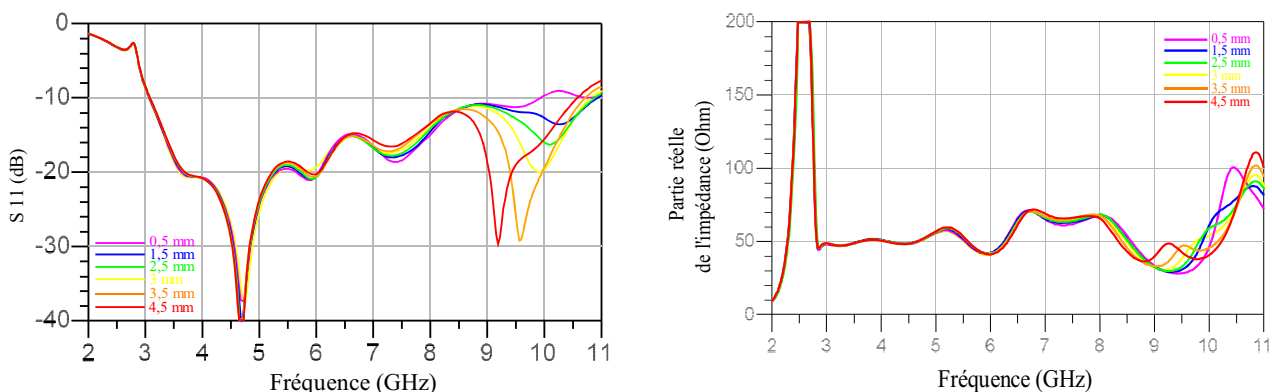


Figure III.53 : influence de la hauteur  $x$  sur le coefficient de réflexion et la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.



Une visualisation de la répartition des courants sur l'antenne à différentes fréquences traduit ces résultats : on peut alors constater que cette partie de l'antenne n'est parcourue par de forts courants qu'au delà de 8 GHz. En dessous de cette fréquence, les courants sont concentrés le long des bords extérieurs des triangles, face aux plans de massa latéraux. Ainsi, le fait de changer la géométrie de l'ouverture n'affecte pas les performances de l'antenne à ces fréquences. A l'inverse, on peut noter qu'à 10 GHz, les courants y sont très importants par couplage avec le triangle inférieur, ce qui explique la forte influence de la forme de l'ouverture sur l'adaptation de l'antenne en haut de bande. Cette répartition s'ajoute au comportement à basse fréquence de l'antenne.

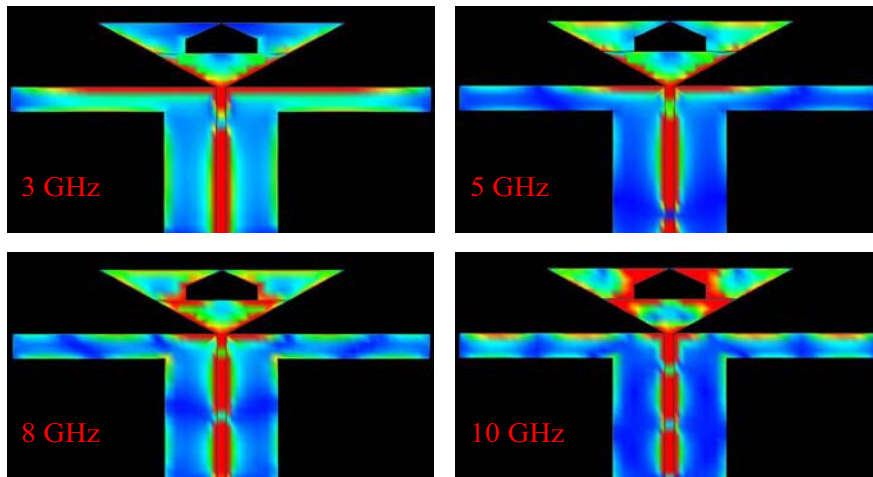


Figure III.54 : répartition des courants sur l'antenne à différentes fréquences

#### III.2.4.4 Largeur des triangles supérieurs

La largeur des triangles supérieurs a également été étudiée afin de connaître son influence sur l'adaptation de l'antenne. Afin de conserver une adaptation à  $50 \Omega$ , l'angle  $\alpha$  reste fixe puisque les dimensions du triangle inférieur ne varient pas. Seule la largeur totale  $L_t$  des deux triangles supérieurs est diminuée de 44 à 32 mm (Figure III.55(a)).

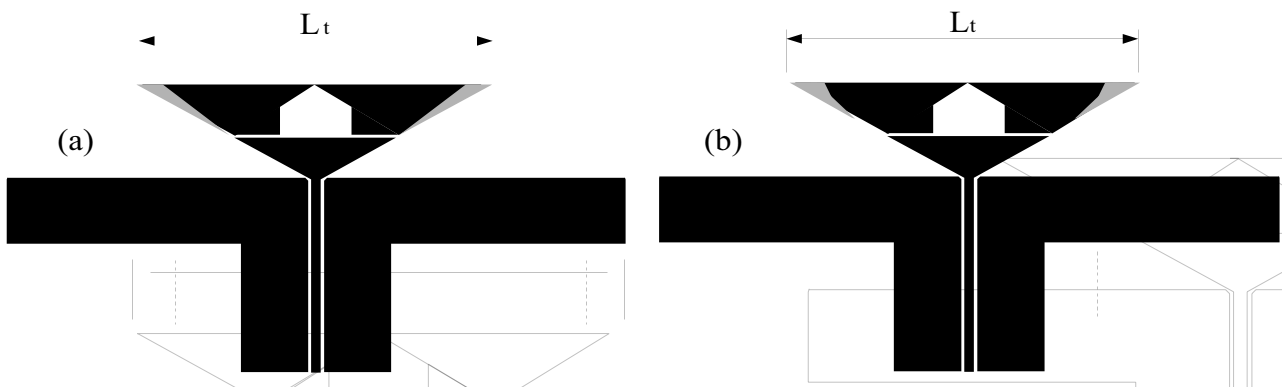


Figure III.55 : largeur  $L_t$  des triangles supérieurs

Les résultats de cette étude indiquent que le fait de diminuer la largeur des triangles supérieurs permet d'augmenter la bande passante aux hautes fréquences. En effet, on peut noter dans ce cas une forte diminution de l'amplitude du pic d'impédance situé à 10,6 GHz. De ce fait, l'antenne reste alors adaptée au delà de cette fréquence. Cependant, lorsque  $L_t$  est inférieur à 40 mm, une recombinaison de deux pics d'impédance nuit à l'adaptation de l'antenne entre 7 et 8 GHz. En ce sens, une valeur de 36 mm constitue un compromis entre largeur de bande passante et qualité d'adaptation. Afin de diminuer la remontée du coefficient de réflexion lorsque  $L_t$  diminue tout en augmentant la bande passante à hautes fréquences, une diminution graduelle de la largeur des triangles peut aussi être envisagée (Figure III.55(b)). De bons résultats ont également été obtenus de cette manière.

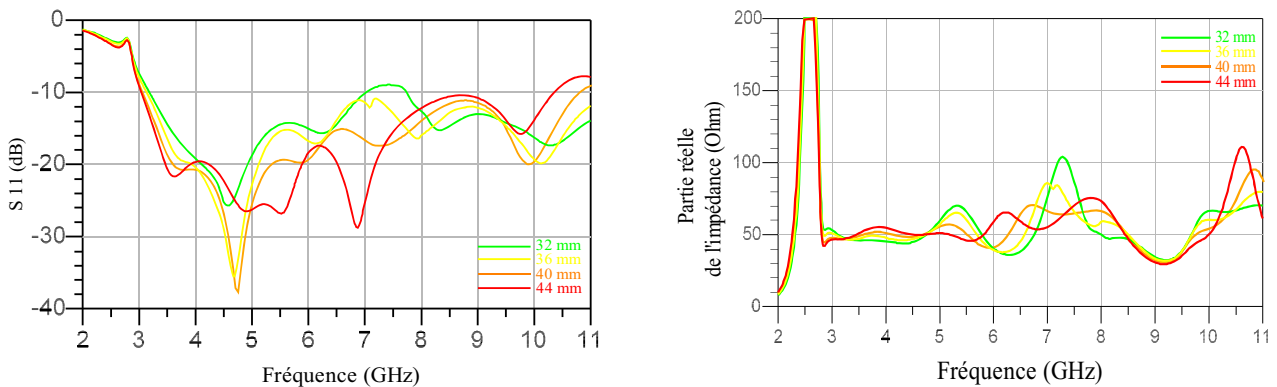


Figure III.56 : influence de la largeur  $L_t$  sur le coefficient de réflexion et la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

### III.2.5 Réalisation du monopôle triangulaire à ouverture

Une antenne présentant une ouverture triangulaire inversée dans son élément rayonnant est présentée. Son encombrement est identique à celui de l'antenne présentée en III.2.3, soit une taille de 44 par 91 mm<sup>2</sup>. Ses principales dimensions sont regroupées dans le Tableau III.3.

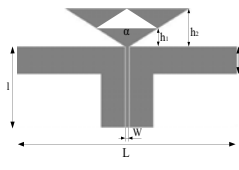
	<i>triangle</i>			<i>Guide d'onde</i>		<i>Plans de masse</i>	
	$\alpha$	$h_1$	$h_2$	$l$	$W$	$L$	$e$
<b>Dimensions</b>	118°	6,5 mm	14 mm	30 mm	3,9 mm	91 mm	5 mm

Tableau III.3 : dimensions principales de l'antenne à ouverture triangulaire

#### III.2.5.1 Adaptation de l'antenne

En simulation, l'antenne est adaptée à 50  $\Omega$  avec un taux d'ondes stationnaires inférieur à 2 de 3 à 7,2 GHz. Ces résultats se retrouvent lors des mesures, malgré une légère désadaptation en début de bande passante qui décale la fréquence basse à 3,4GHz. L'antenne est alors adaptée jusqu'à 8 GHz car elle présente une impédance d'entrée variant moins qu'en simulation au delà de 7 GHz. L'accord entre simulation et mesures est cependant très satisfaisant, et la différence de fonctionnement décrit

en III.2.4.1 lorsque les triangles sont reliés ou séparés est apparue nettement. Les résultats présentés sont ceux d'une antenne dont les triangles sont séparés.

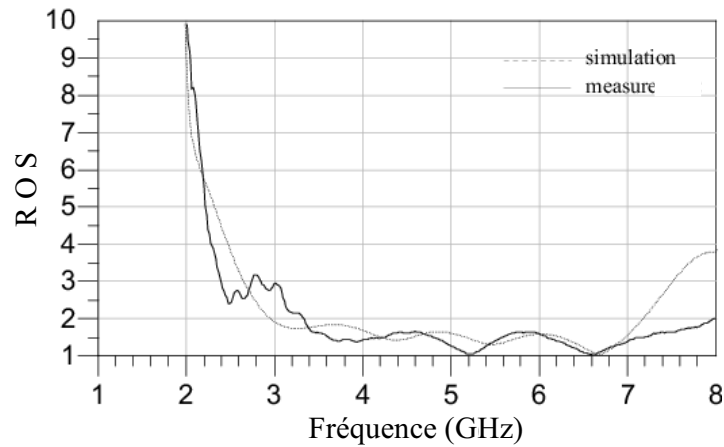


Figure III.57 : Taux d'onde stationnaire simulé et mesuré de l'antenne

On peut noter que sur toute la bande passante de l'antenne, l'impédance d'entrée varie peu comparativement à l'antenne initiale dont le triangle était plein. L'amélioration des performances est d'autant plus nette en mesures que la stabilité d'impédance est supérieure à celle estimée par ADS, ce qui n'était pas le cas pour le monopôle triangulaire. L'effet de l'insertion d'une ouverture triangulaire sur la qualité d'adaptation de l'antenne est donc validé.

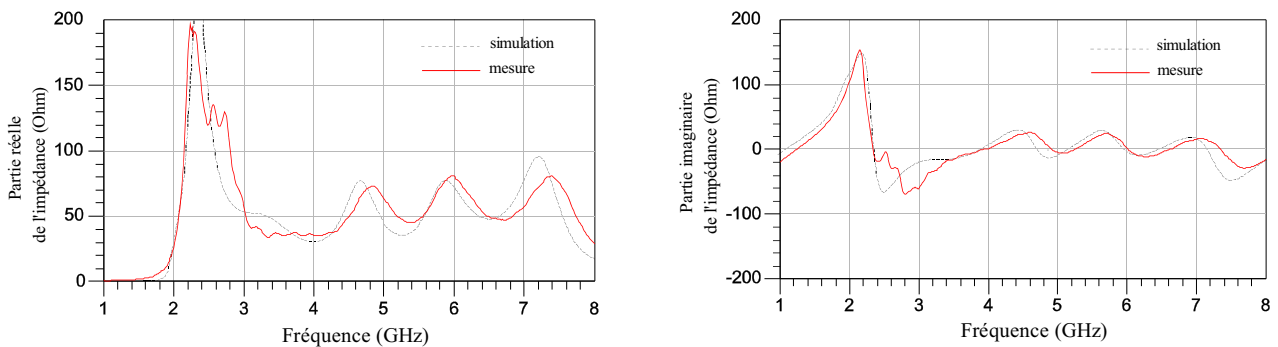


Figure III.58 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne à ouverture triangulaire

### III.2.5.2 Caractéristiques de rayonnement

De même que pour le monopôle triangulaire initial, les résultats simulés en rayonnement ont été obtenus à l'aide du logiciel HFSS, et les diagrammes sont présentés sous forme de gain.

Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  (Figure III.59), l'antenne à ouverture triangulaire possède un rayonnement omnidirectionnel. De même que pour le monopôle triangulaire initial,  $E_\varphi$  est la composante principale du champ dans ce plan, tandis que  $E_\theta$  présente des nuls de rayonnement dans le plan du substrat et dans les directions  $\theta = 0^\circ$  et  $180^\circ$  du fait de la symétrie de l'antenne. L'insertion de la

fente triangulaire n'a que peu d'effet sur les diagrammes en bas de bande où l'on note uniquement des niveaux légèrement supérieurs certainement dus à la meilleure adaptation de l'antenne. Au delà de 6 GHz en revanche, l'antenne possède un rayonnement nettement moins perturbé avec un gain variant de -4 à 1 dB dans tout le plan en mesure. La comparaison avec les diagrammes simulés est satisfaisante, bien que les perturbations à 5 et 8 GHz apparaissent peu en mesure.

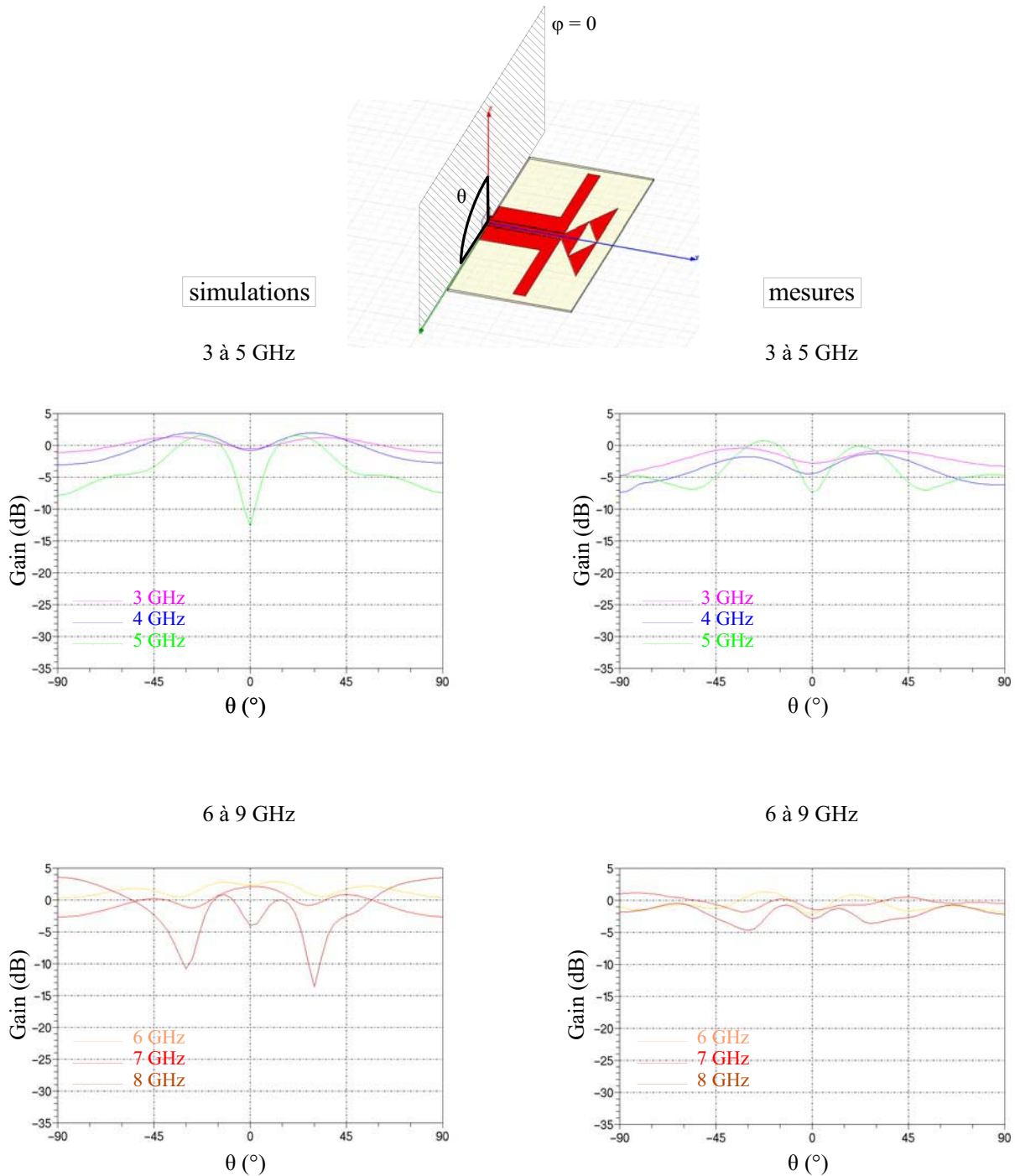


Figure III.59 : Évolution du gain simulé et mesuré de 3 à 9 GHz dans le plan  $\phi = 0^\circ$

De même, dans le plan  $\theta = 90^\circ$ , l'antenne à ouverture triangulaire possède un rayonnement dipolaire identique au monopole triangulaire initial jusqu'à 6 GHz, avec une polarisation principale suivant  $E_\phi$ , et un caractère assez directif vers 5 GHz. Au delà cependant, l'antenne présente une meilleure ouverture à  $-3$  dB d'environ  $60^\circ$  au lieu de  $45^\circ$ . Dans ce plan également, l'accord entre simulation et mesures est satisfaisant (Figure III.60).

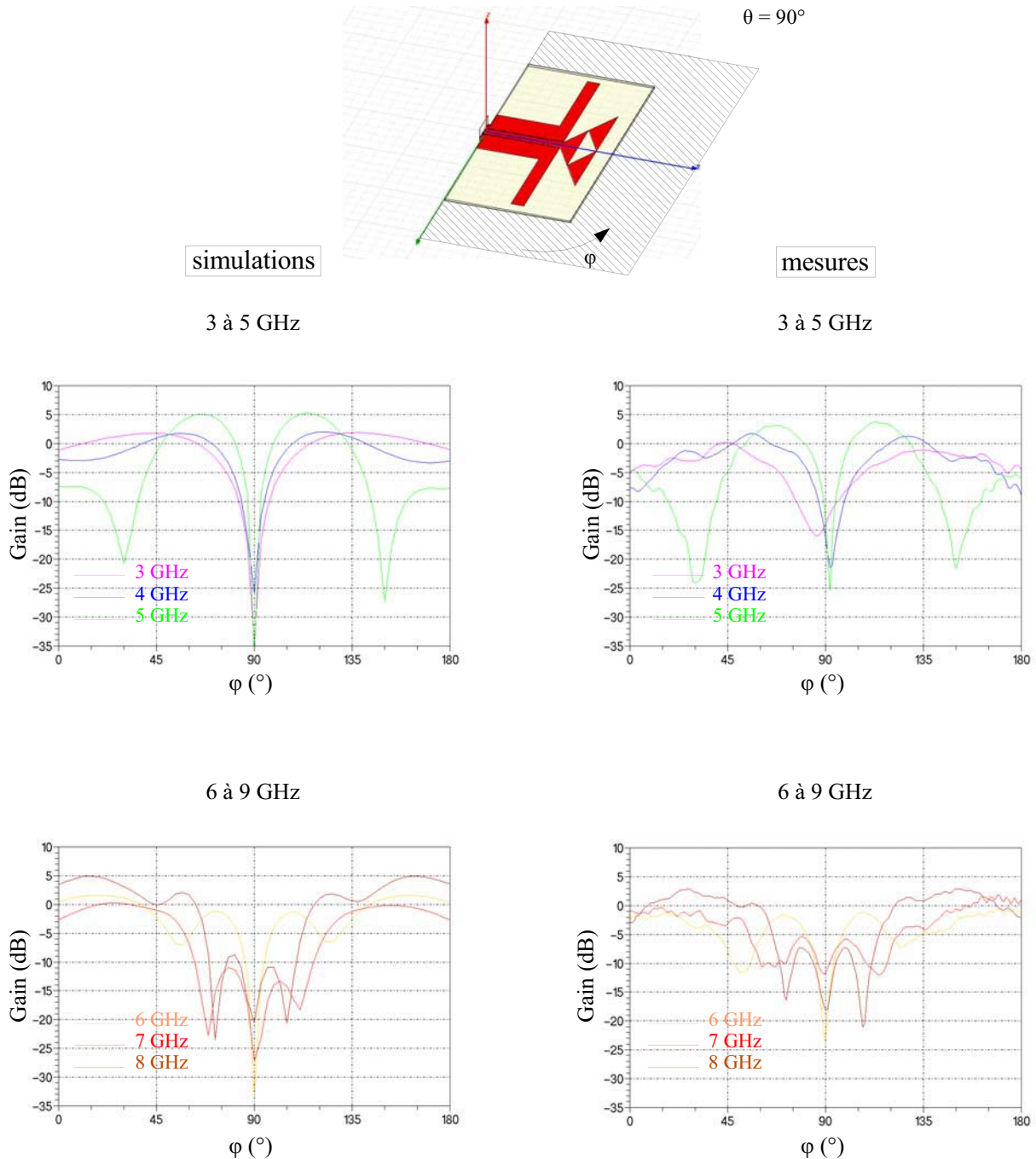


Figure III.60: évolution du gain simulé et mesuré de 3 à 9 GHz dans le plan  $\theta = 90^\circ$

La Figure III.61 présente le gain en 3 dimensions simulé de 3 à 8 GHz de l'antenne à ouverture triangulaire afin de mieux visualiser l'évolution du rayonnement avec la fréquence.

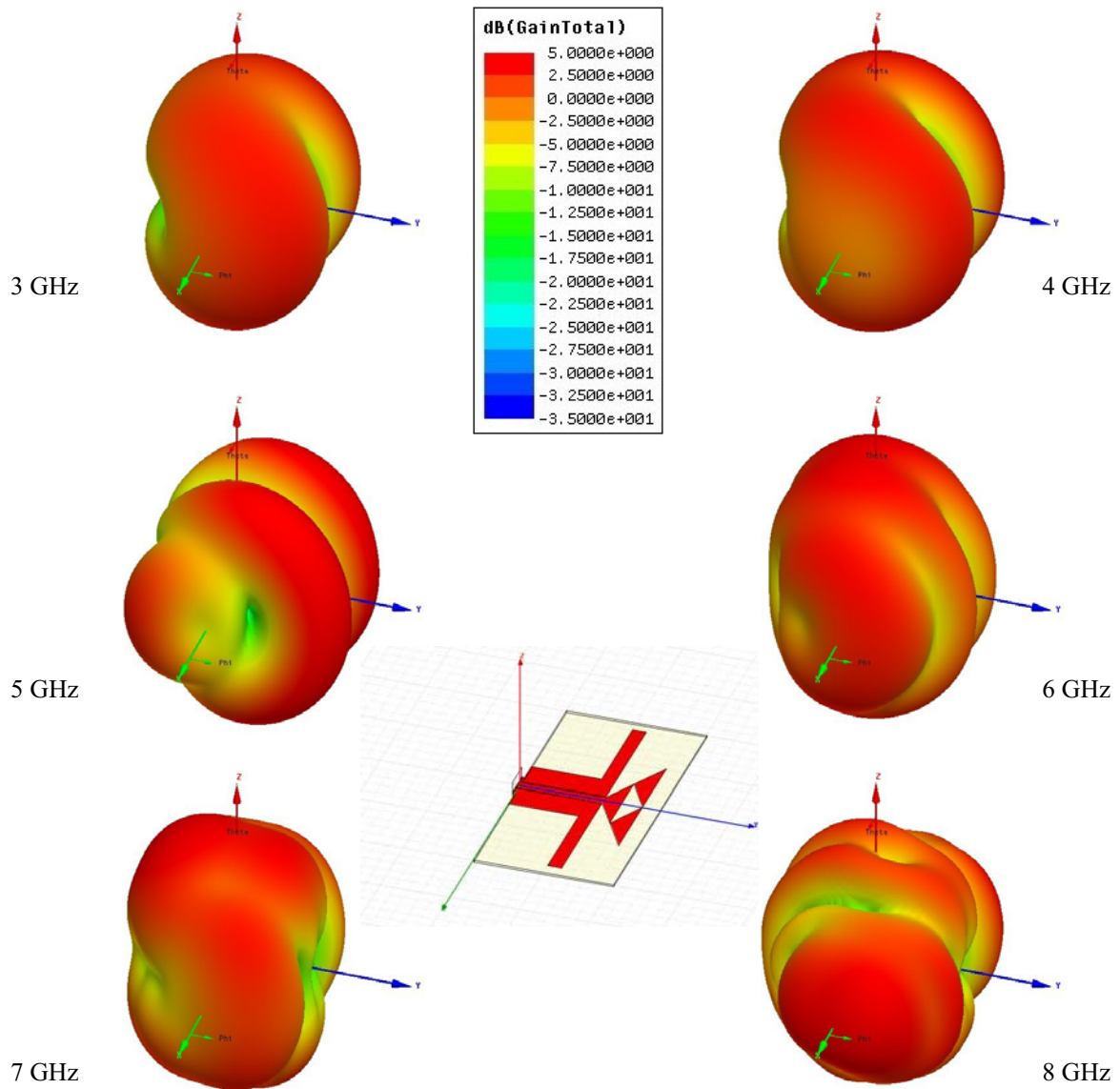


Figure III.61 : Évolution du gain en 3 dimensions simulé de 3 à 8 GHz

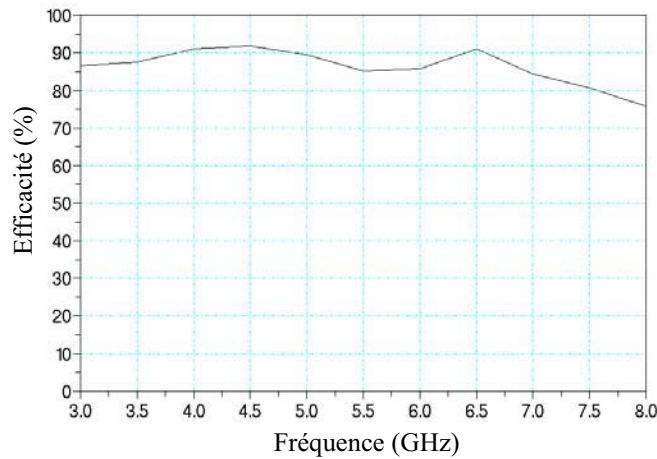
Le Tableau III.4 regroupe les gains maximaux simulés et mesurés de l'antenne. Ces résultats confirment le caractère omnidirectionnel de cette antenne en mesure avec un gain inférieur à 3,7 dB de 3 à 8 GHz. On peut remarquer ici la différence évoquée à 5 et 8 GHz avec la simulation : les diagrammes sont moins directifs à ces fréquences en mesure et donc les gains mesurés sont inférieurs.



	<i>Gain</i> <i>3 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>4 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>5 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>6 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>7 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>8 GHz</i>
simulé	1,9	2	5,3	3	2,1	4,9
mesuré	0,7	1,7	3,7	1,4	1,8	2,9

**Tableau III.4 :** gains maximum simulés et mesurés en fonction de la fréquence

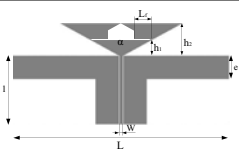
Les résultats d'efficacité simulés sous HFSS de l'antenne à ouverture triangulaire sont présentés en Figure III.62. L'antenne possède un rendement supérieur à 85 % jusqu'à 7 GHz et égal à 75 % à 8 GHz. Ces résultats supérieurs à ceux du monopôle triangulaire initial sont en partie dûs à une meilleure adaptation de l'antenne, mais confirment également le fait que la découpe de l'ouverture triangulaire ne nuit pas à l'efficacité de rayonnement de l'antenne.



**Figure III.62 :** Efficacité simulée de l'antenne

### III.2.6 Réalisation du monopôle triangulaire à fentes

L'insertion de fentes capacitives entre les triangles formés dans l'antenne à ouverture triangulaire a permis de redimensionner l'ensemble de la structure d'un facteur 0,8 pour la même fréquence basse d'adaptation. La nouvelle antenne possède un encombrement de 36 par 68 mm<sup>2</sup> (Tableau III.5), soit une réduction de taille de plus de 40 % en comparaison à l'antenne initiale.

	<i>triangle</i>				<i>Guide d'onde</i>		<i>Plans de masse</i>	
	$\alpha$	$h_1$	$h_2$	$L_f$	$l$	$W$	$L$	$e$
<b>Dimensions</b>	118°	5,1 mm	11 mm	5 mm	25 mm	1,34 mm	68 mm	5 mm

**Tableau III.5 :** dimensions principales de l'antenne à fentes

### III.2.6.1 Adaptation de l'antenne

L'antenne à fente est adaptée à  $50 \Omega$  avec un taux d'onde stationnaire inférieur à 2 de 3,1 à 10,3 GHz en simulation. La mesure confirme ces résultats avec une bande passante de 3 à 9,6 GHz, malgré une légère remontée du coefficient de réflexion vers 10 GHz (Figure III.63). L'antenne reste cependant relativement bien adaptée jusqu'à 10,3 GHz.

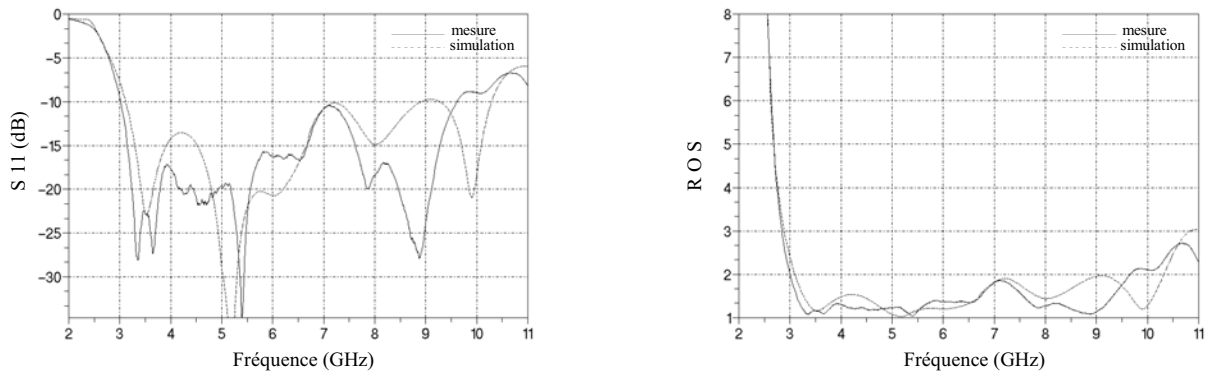


Figure III.63 : adaptation simulée et mesurée de l'antenne à fentes

L'accord simulation et mesure est d'autant plus net à la vue des caractéristiques d'impédance d'entrée de l'antenne. On peut alors remarquer la très bonne stabilité de l'impédance de 3 à 7 GHz. La confrontation des courbes permet également d'expliquer la faible désadaptation vers 10 GHz due à une partie imaginaire légèrement supérieure en mesure, et ce dès 7 GHz.

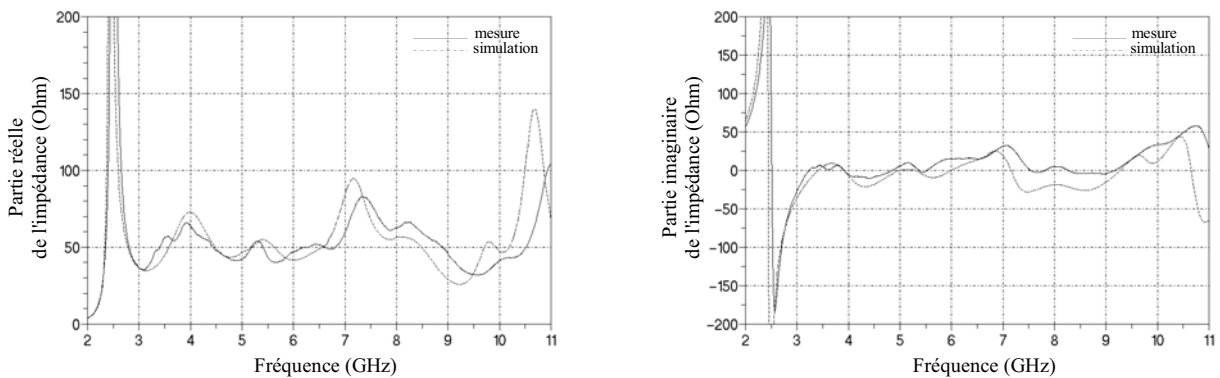


Figure III.64 : partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne à fentes

### III.2.6.2 Caractéristiques de rayonnement

Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , les diagrammes en gain simulés et mesurés sont omnidirectionnels (Figure III.65), de même que pour les autres antennes réalisées. Cependant, le rayonnement dans ce plan varie nettement moins suivant la direction, et l'antenne à fente présente des ouvertures à  $-3\text{dB}$  de  $360^\circ$  de 3 à 9 GHz malgré un diagramme perturbé autour de 6 GHz. Les gains maximaux dans ce



plan varient entre -2 et 1 dB en mesure et 1 et 3 dB en simulation.

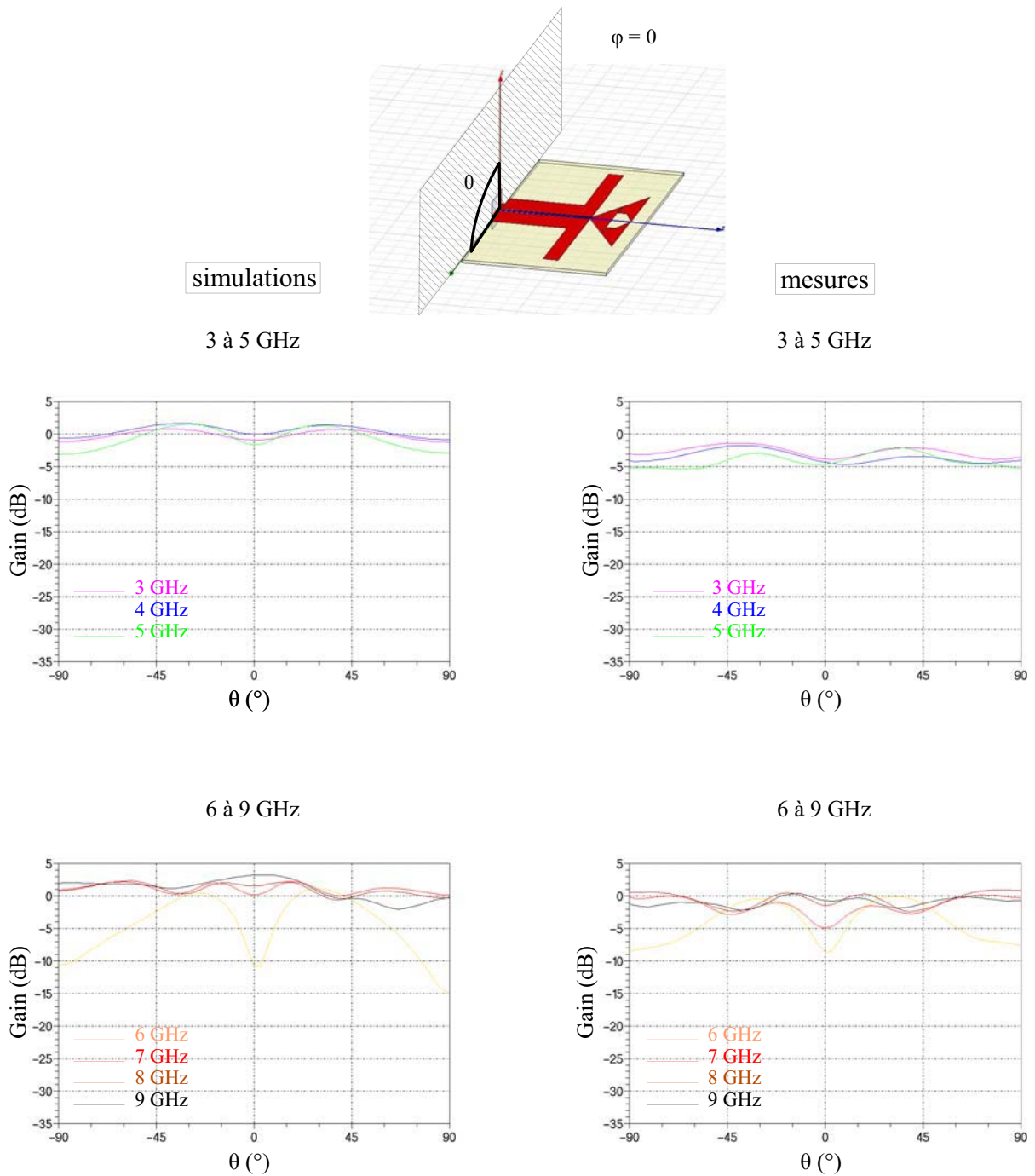


Figure III.65 : diagrammes en gain simulés et mesurés dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  de 3 à 9 GHz pour l'antenne à fentes

Dans le plan  $\theta = 90^\circ$  (Figure III.66), le rayonnement de la composante principale  $E_\phi$  est de type dipolaire et peu directif jusqu'à 5 GHz. La perturbation qui apparaissait entre 4 et 5 GHz sur l'antenne à ouverture triangulaire sans fentes agit ici à 6 GHz du fait du redimensionnement de l'antenne. Au delà, les ouvertures à -3 dB varient entre 40 et 50° selon la fréquence. L'accord entre diagrammes simulés et mesurés est satisfaisant.

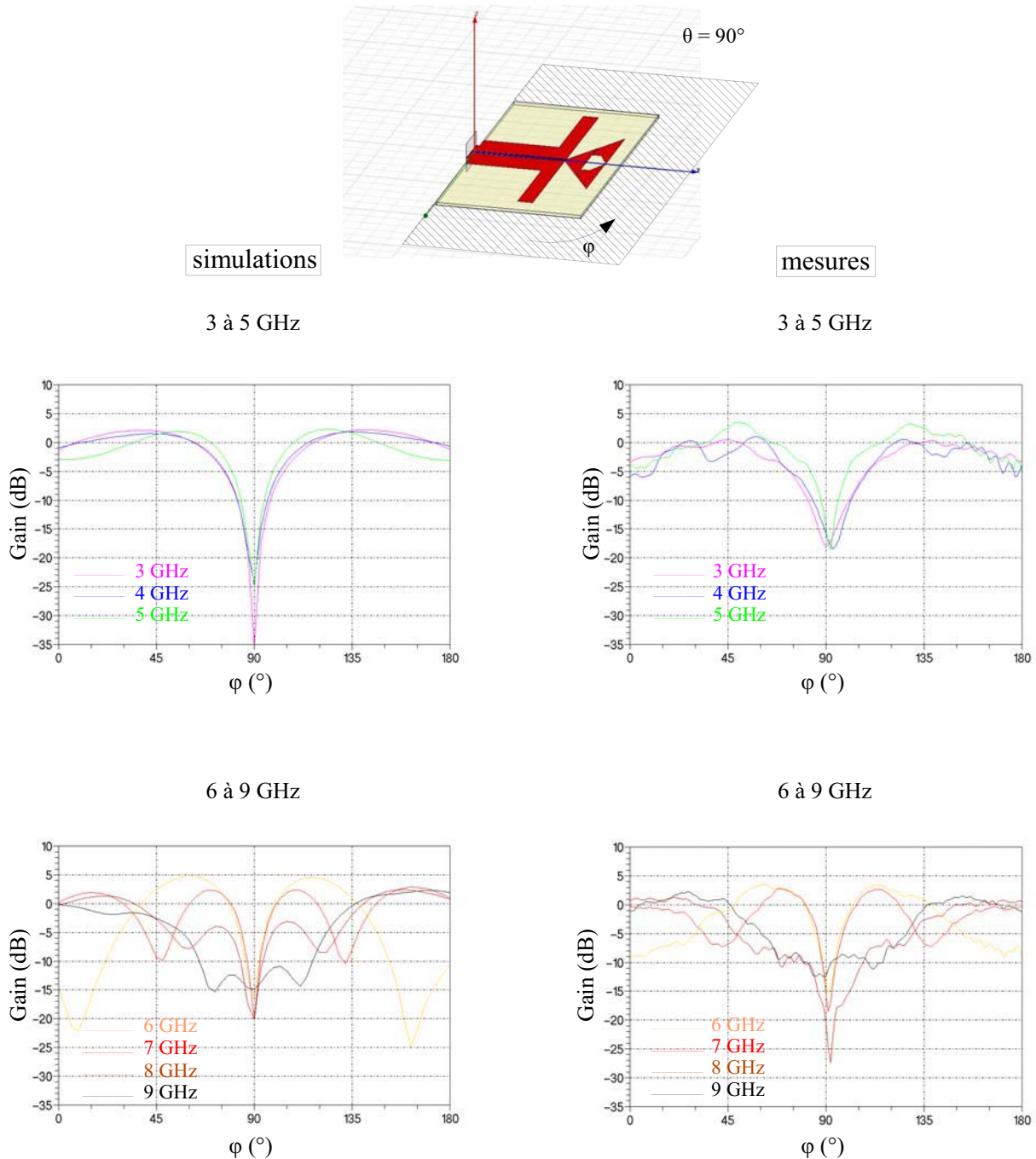


Figure III.66: diagrammes en gain simulés et mesurés dans le plan  $\theta = 90^\circ$  de 3 à 9 GHz pour l'antenne à fentes

Bien que les rayonnements dans le plan  $\theta = 90^\circ$  soient plutôt bi-directionnels, l'antenne reste cependant peu directive grâce à son omnidirectionnalité dans l'autre plan. Ainsi, les gains maximaux varient entre 0,5 et 3,5 dB en mesure et 1,8 et 5,1 dB en simulation (Tableau III.6).

	<i>Gain</i> <i>3 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>4 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>5 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>6 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>7 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>8 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>9 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>10 GHz</i>
simulé	2,2	1,8	2,3	4,8	2,9	3	3	5,1
mesuré	0,5	1	3,5	3,5	2,8	1,3	2,3	nm

Tableau III.6 : gains maximaux mesurés et simulés de l'antenne à fente de 3 à 10 GHz

L'efficacité de rayonnement simulée de l'antenne en fonction de la fréquence est supérieure à 80 % de 3 à 9,3 GHz (Figure III.67). Au delà, la baisse de rendement est en partie imputable à la légère désadaptation de l'antenne vers 10 GHz. Le reste des pertes est attribuable au guide d'onde coplanaire de 2,5 cm dont le coefficient de transmission mesuré baisse fortement au delà de 9 GHz, et affiche près de 20 % de pertes à 10 GHz (Figure III.68).

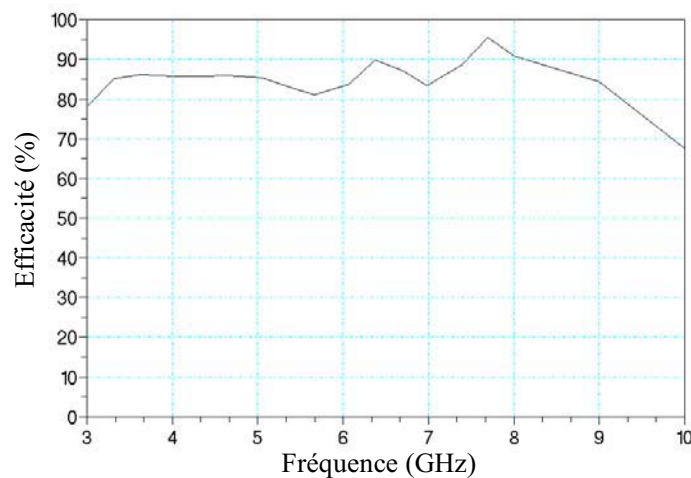


Figure III.67 : efficacité simulée de l'antenne à fentes

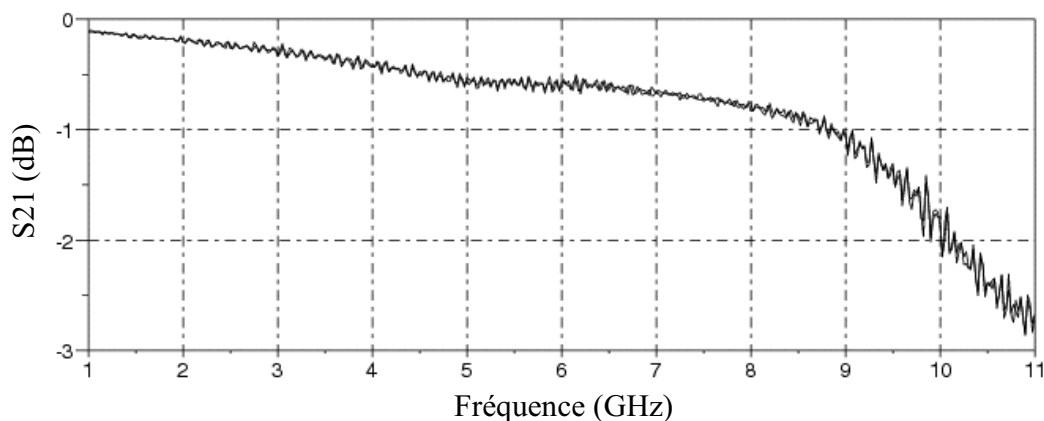


Figure III.68 : pertes mesurées dans le guide d'onde coplanaire de 2,5 cm

La Figure III.69 présente l'évolution du gain simulé en 3 dimensions de l'antenne à fente de 3 à 10 GHz.

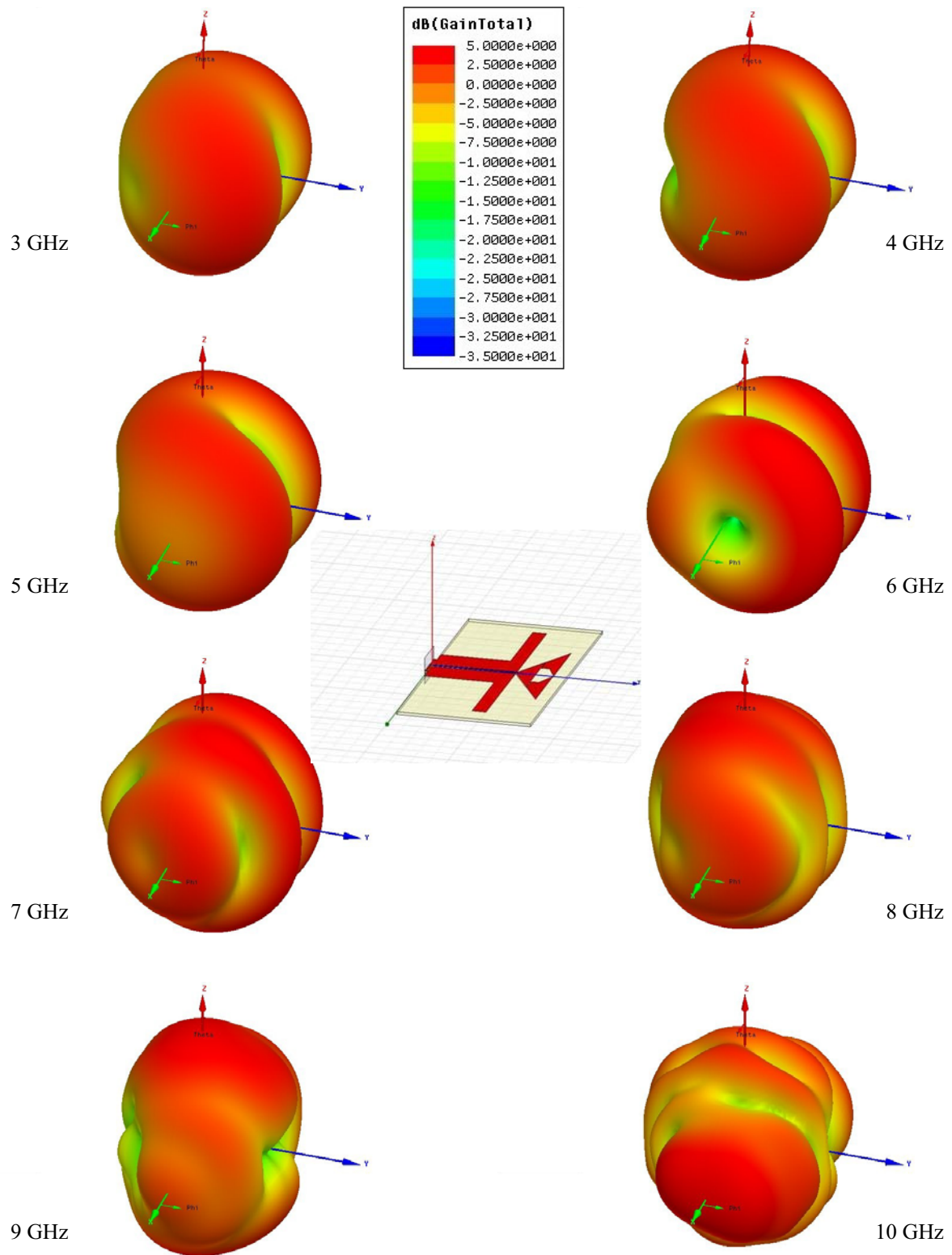


Figure III.69 : évolution du gain à 3 Dimensions simulé de l'antenne à fentes de 3 à 10 GHz.

### III.2.7 Optimisation du rayonnement

Malgré les solutions développées afin de diminuer l'encombrement total de l'antenne, les plans de masses latéraux constituent la plus grande dimension de la structure. Il est donc envisagé d'étudier leur géométrie afin de réduire la taille de l'antenne. De plus, ces excroissances contribuent fortement au rayonnement de l'antenne puisque des lignes de champ électrique se forment entre les plans de masse et le triangle. Cette étude a pour but de déterminer la forme des plans de masse constituant le meilleur compromis entre qualité d'adaptation, rayonnement omnidirectionnel et encombrement minimum.

#### III.2.7.1 Forme des plans de masses

La première partie de l'étude a consisté à envisager différentes formes de plans de masses permettant de diminuer l'encombrement sans altérer le caractère large bande de l'antenne. Il a été noté une dépendance de l'adaptation de l'antenne à leur géométrie, notamment aux basses fréquences.

En effet, comme décrit en III.2.2.1, la fréquence basse d'adaptation est fonction de la largeur totale des plans de masses latéraux. Ainsi, ces excroissances ne peuvent être tronquées sous peine de limiter fortement la bande passante. Par exemple, pour une largeur totale de l'antenne de 43 mm, celle-ci n'est adaptée qu'au delà de 5 GHz, au lieu de 3 GHz pour 67 mm. Il est donc choisi de replier ces plans de masse tout en conservant leur longueur constante.

De nombreuses géométries décrites en Figure III.70 sont alors possibles pour ces excroissances. Le cas (a) représente le plan de masse initial, tandis que les autres sont de même longueur mais repliés en un, deux, ou trois points et le cas (e) est en arc de cercle. Les angles de repli sont choisis inférieurs à  $90^\circ$  afin de ne pas trop altérer les trajets des courants par de trop brusques discontinuités, ce qui nuit à l'adaptation.

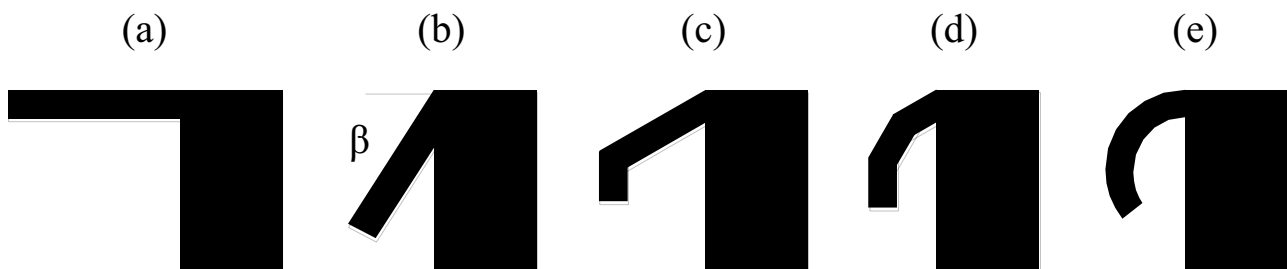


Figure III.70 :

Le cas (b) représente le plus simple à étudier afin de mettre en lumière les conséquences du repliement des plans de masse sur l'adaptation de l'antenne. Ainsi, l'angle  $\beta$  a été augmenté de  $0$  à  $60^\circ$ . Les résultats obtenus indiquent que le fait de rabaisser les plans de masse diminue légèrement la fréquence basse d'adaptation, sans désadapter l'antenne à d'autres fréquences. A l'inverse, l'antenne est mieux adaptée en milieu de bande passante et sa bande passante totale augmente de

500 MHz. De même, pour les cas (c), (d) et (e), l'antenne reste bien adaptée sur toute la bande WPAN. Les principales améliorations ont lieu aux basses fréquences avec notamment une légère baisse de la fréquence basse d'adaptation.

Ce phénomène peut s'expliquer par le fait qu'à cette fréquence, lorsque les plans de masse sont repliés, ceux-ci se comportent d'avantage comme une longueur résonnante pour l'antenne. En effet, comme on peut le remarquer sur la Figure III.71, les plans de masse ne sont plus parcourus par un courant progressif en bordure, mais plutôt par une onde stationnaire. Ces excroissances sont alors le lieu de forts courants en comparaison à ceux présents en périphérie du triangle alimenté. Cette caractéristique peut être due à l'éloignement entre les plans de masse et le triangle, atténuant par la même les lignes de champ et changeant le mode de fonctionnement de l'antenne à ces fréquences. Sur le reste de la bande passante, le repliement des bras n'altère pas le comportement de l'antenne, et ceux-ci sont parcourus par des courants progressifs.

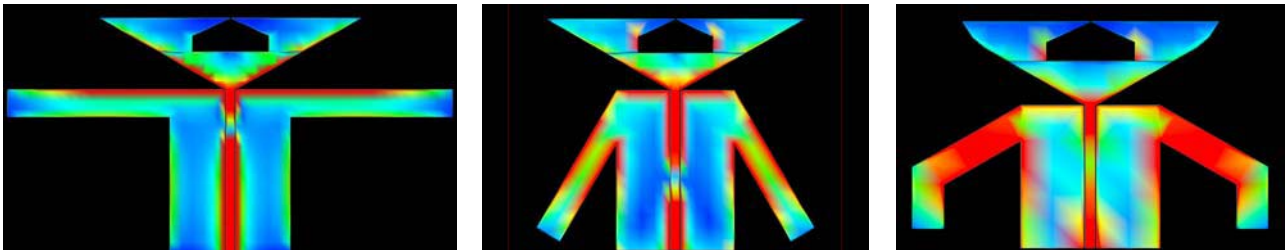


Figure III.71 : distribution des courants à 3,2 GHz en fonction de la forme des plans de masse latéraux

Les différentes formes de plans de masse décrites en Figure III.70 confèrent à l'antenne une bonne adaptation sur toute la bande WPAN, et un encombrement en largeur variant de 40 à 50 mm selon les structures. Une étude du rayonnement de ces antennes en fonction de la forme des plans de masses est donc nécessaire avant de choisir la géométrie finale de la structure.

### III.2.7.2 Effets sur le rayonnement

L'effet du repliement des plans de masses sur le rayonnement de l'antenne a donc été étudié. L'angle  $\beta$  a été augmenté de 0 à 60° pour une antenne présentant un simple repli. Les résultats présentés ici sont ceux obtenus dans le plan du substrat, soit le plan E dans lequel se forment les lignes de champ électrique entre triangle et plan de masse. Afin de mieux visualiser l'influence de  $\beta$ , les résultats de la Figure III.72 sont présentés pour  $\varphi$  allant de - 90 à 90°.



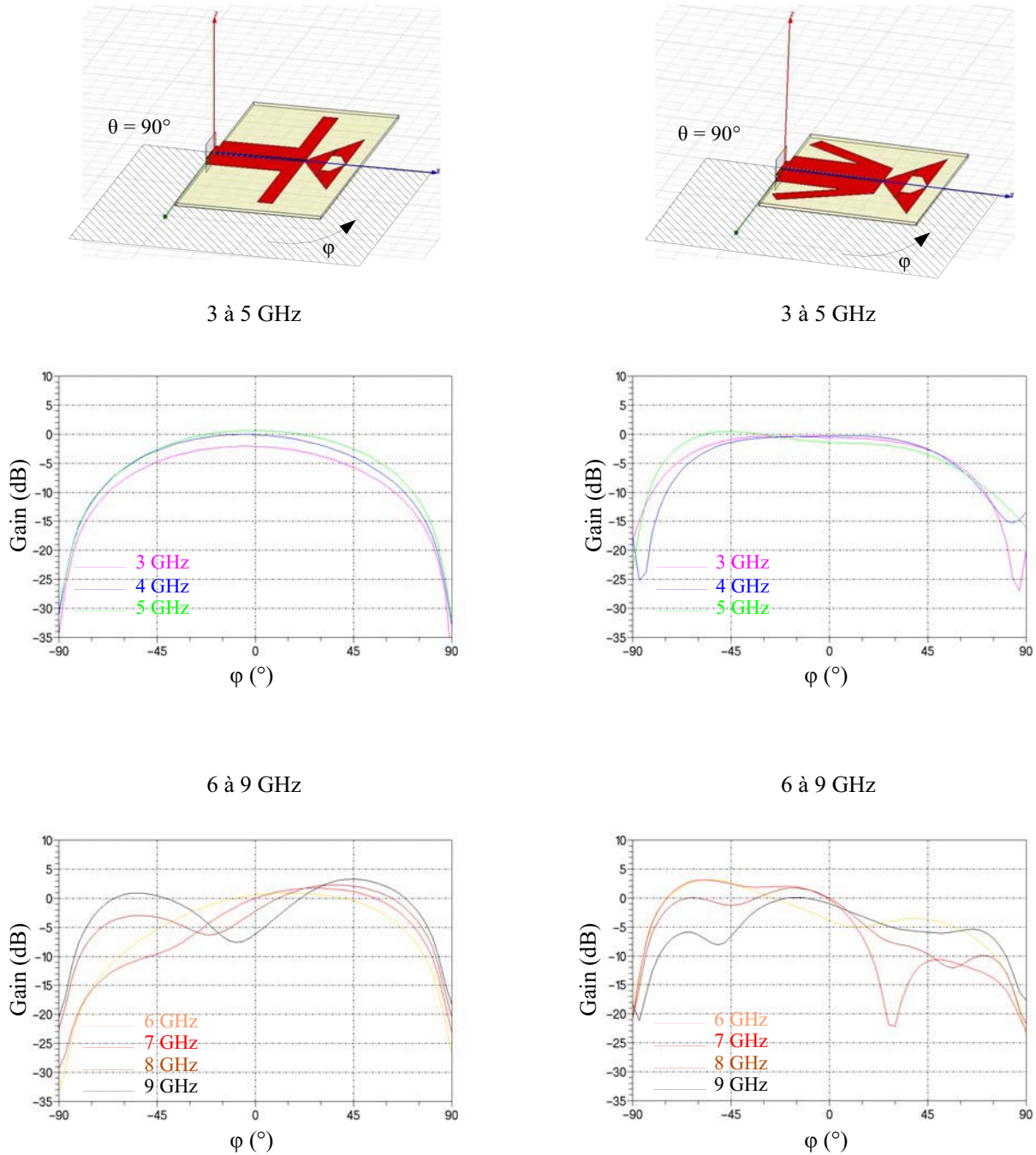


Figure III.72 : gain simulé dans le plan  $\theta = 90^\circ$  pour  $\beta = 0$  et  $60^\circ$

Cette étude indique une influence non négligeable de l'inclinaison des plans de masses sur le rayonnement de l'antenne. A basses fréquences tout d'abord, l'antenne présente un faisceau plus évasé lorsque  $\beta$  augmente : de 3 à 5 GHz, l'ouverture à -3 dB augmente de  $90^\circ$  lorsque  $\beta$  est nul à  $110^\circ$  voire  $120^\circ$  lorsque  $\beta = 60^\circ$ . Cet élargissement est plus sensible pour des valeurs de  $\phi$  négatives qui correspondent aux directions pointées par les plans de masse repliés.

Cependant, c'est surtout au delà de 6 GHz que les différences de rayonnement sont les plus

importantes. En effet, on peut remarquer nettement que l'antenne initiale dont les plans de masses ne sont pas repliés privilégie fortement les directions pour lesquelles  $\varphi$  est positif. A l'inverse, lorsque les plans de masse sont repliés au maximum (lorsque  $\beta = 60^\circ$ ), ce sont les directions pour lesquelles  $\varphi$  est négatif qui sont mieux éclairées par l'antenne. Une solution intermédiaire possédant un double repli des plans de masse présentera le meilleur compromis entre rayonnement le plus omnidirectionnel dans ce plan et encombrement minimum.

### III.2.8 Réalisation du monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié

Une nouvelle structure d'antenne triangulaire à fentes alimentée par guide d'onde coplanaire a été réalisée. Le double repli de ses plans de masses latéraux a permis tout d'abord de diminuer son encombrement, mais également d'améliorer son adaptation, notamment aux basses fréquences. La longueur de la ligne d'alimentation a alors pu être diminuée. Il en résulte une antenne d'encombrement 28 par 46 mm<sup>2</sup>, soit une réduction de près de 47 % en comparaison à l'antenne à fentes et ouverture. Les principales dimensions de l'antenne sont regroupées dans le Tableau III.7.

|--|



En terme d'impédance d'entrée, cela se traduit par une partie réelle variant peu autour de  $50 \Omega$  (typiquement de  $35$  à  $65 \Omega$  en mesure) et une partie imaginaire très stable. Comme pour les autres antennes réalisées, on peut noter une composante réactive positive à hautes fréquences qui n'apparaît pas en simulation. Cependant, l'accord entre mesure et simulation reste satisfaisant (Figure III.74).

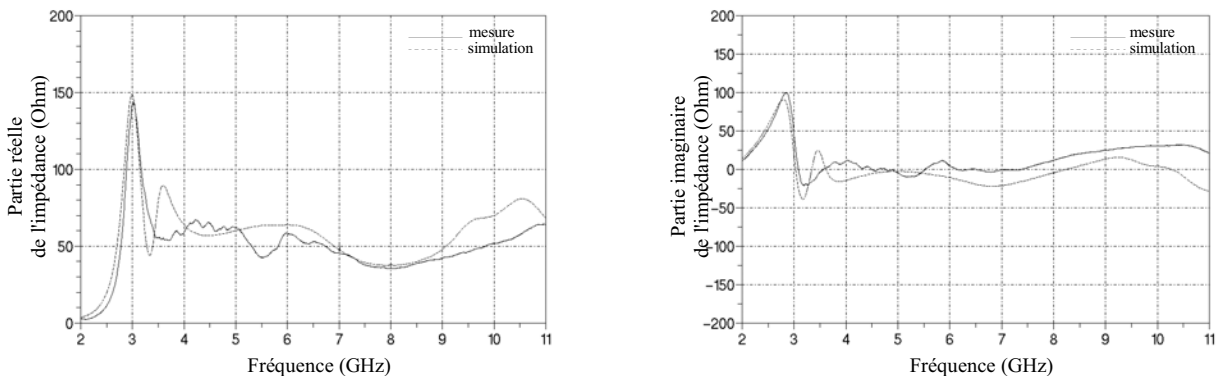


Figure III.74 : impédance d'entrée simulée et mesurée de l'antenne à fentes repliée

### III.2.8.2 Caractéristiques de rayonnement

L'antenne à fentes et plans de masse repliés conserve un rayonnement omnidirectionnel en gain dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , que ce soit en simulation ou en mesures (Figure III.75). En simulation, le gain dans ce plan est compris entre  $-3$  et  $3$  dB quelle que soit la direction ou la fréquence. Seul un comportement légèrement plus directif à  $8$  GHz fait exception à cette caractéristique. Ces résultats se retrouvent en mesure, bien que l'antenne présente également un diagramme plus directif à  $7$  GHz. Cependant, à toutes les autres fréquences l'accord entre simulation et mesures est vérifié.

C'est dans le plan  $\theta = 90^\circ$  que l'intérêt des plans de masses repliés est le plus évident. En effet, on peut constater sur la Figure III.76 que les diagrammes sont peu directifs également dans ce plan, bien qu'ils restent dipolaires. Ainsi, les simulations indiquent des gains compris entre  $-3$  et  $2$  dB sur des ouvertures de l'ordre de  $120^\circ$  jusqu'à  $8$  GHz. En mesure, les résultats sont confirmés bien que les diagrammes soient plus perturbés et présentent des baisses de gain pour des valeurs de  $\varphi < -45^\circ$  à basses fréquences.

La Figure III.77 présente l'évolution des diagrammes de gain en 3 dimensions simulé de  $3$  à  $10$  GHz. On peut alors noter que l'antenne à fentes et plans de masse repliés présente relativement peu de creux de rayonnement quelle que soit la fréquence jusqu'à  $9$  GHz.

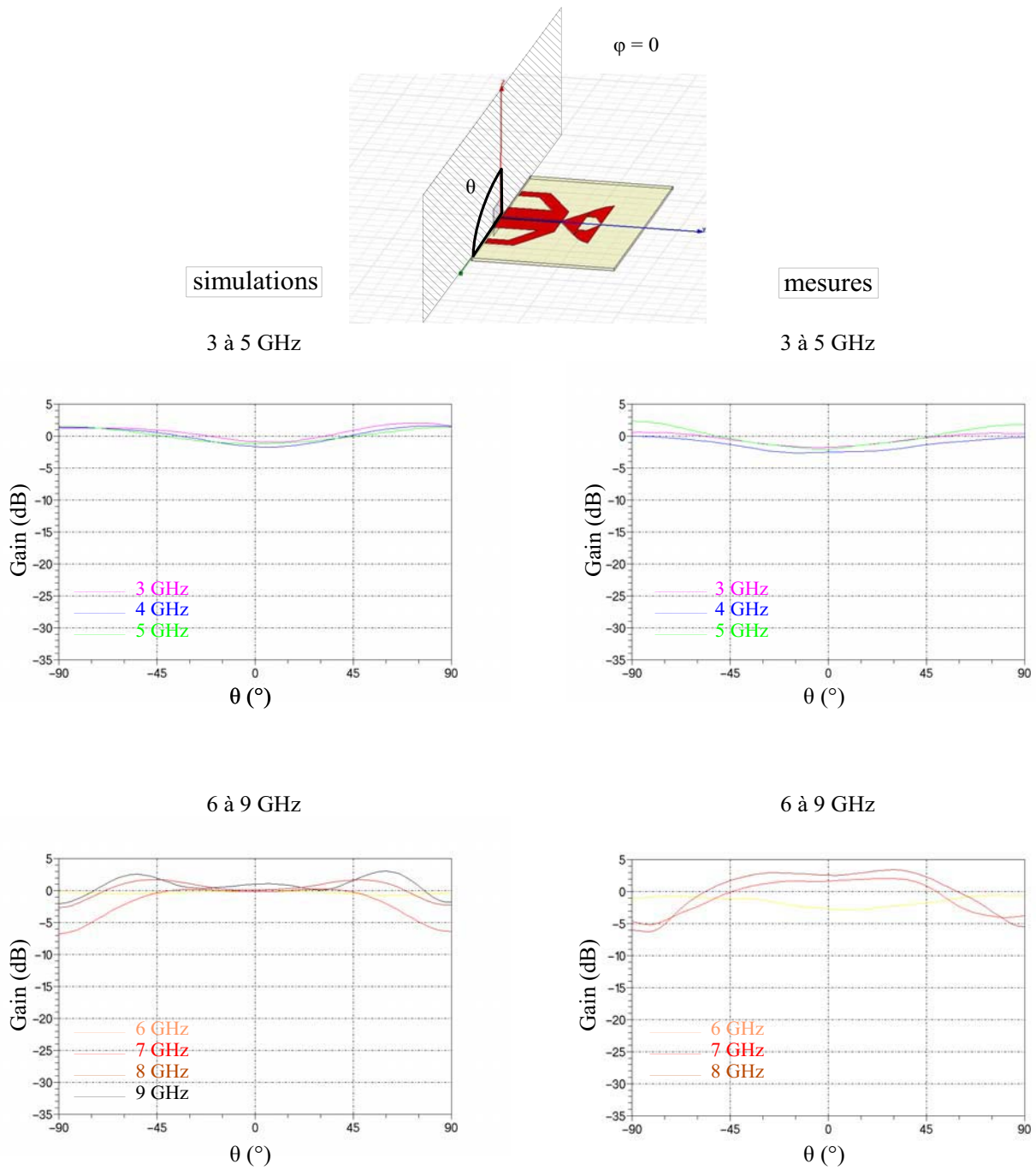


Figure III.75 : diagrammes en gain dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  simulés et mesurés de 3 à 9 GHz

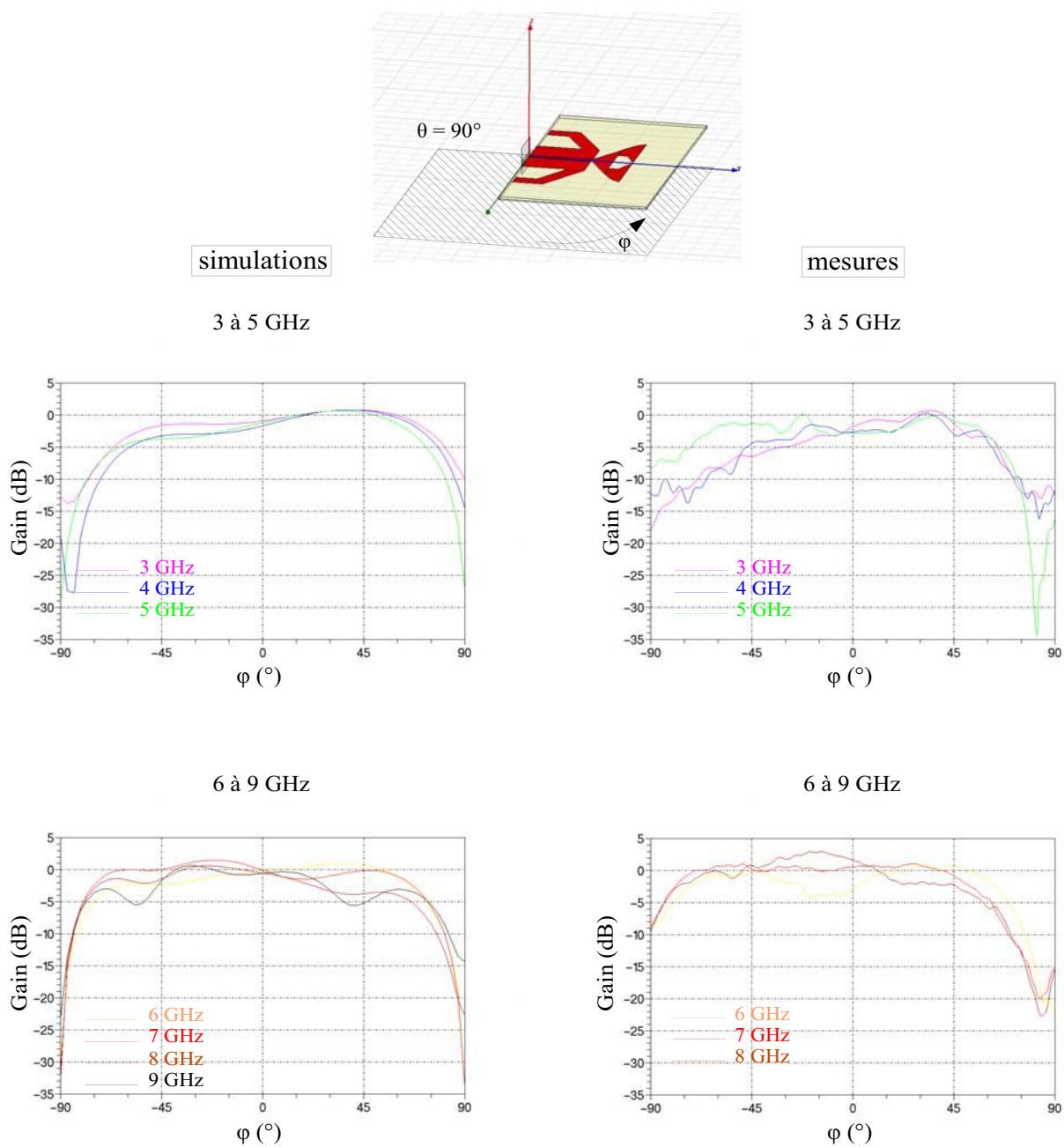


Figure III.76 : diagrammes en gain dans le plan  $\theta = 90^\circ$  simulés et mesurés de 3 à 9 GHz

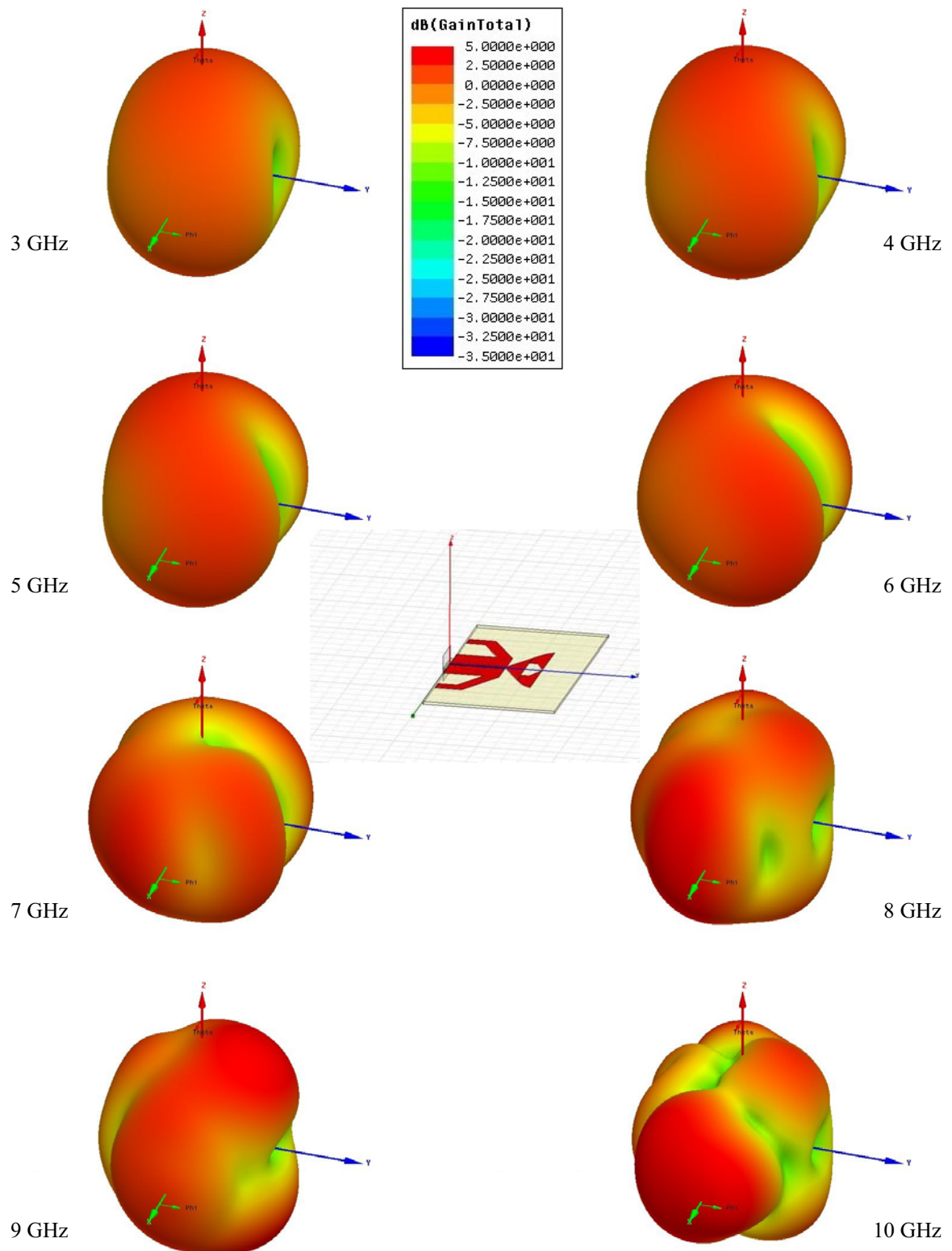


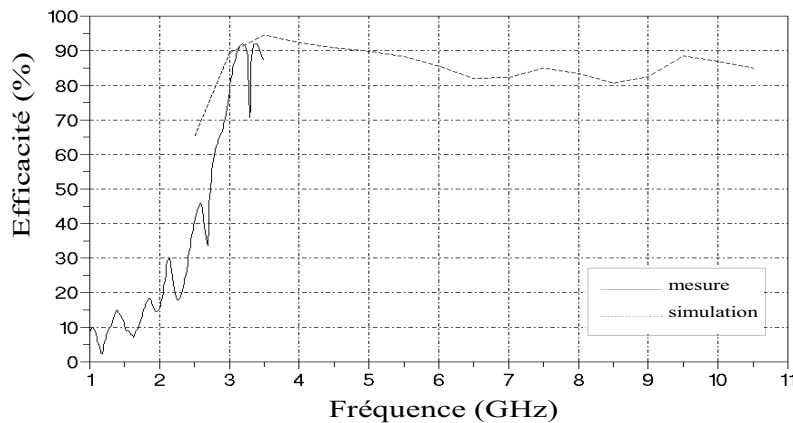
Figure III.77 : diagrammes de gain en 3 Dimensions simulés de 3 à 10 GHz

Le caractère fortement omnidirectionnel de l'antenne à fentes et plan de masses repliés est confirmé par des valeurs de gain maximum simulés et mesuré assez faibles (Tableau III.8). Ainsi, le gain reste inférieur à 3,5 dB de 3 à 10 GHz en simulation inférieur à 3,4 dB jusqu'à 8 GHz en mesure.

	<i>Gain</i> <i>3 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>4 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>5 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>6 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>7 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>8 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>9 GHz</i>	<i>Gain</i> <i>10 GHz</i>
simulé	2,1	1,6	1,5	0,9	1,5	1,8	3,1	3,5
mesuré	0,7	0,3	2,4	0,8	2	3,4	nm	nm

**Tableau III.8 :** gain maximal simulé et mesuré de 3 à 10 GHz de l'antenne à fentes repliée

Grace à la diminution de l'encombrement obtenue par le repliement des plans de masse latéraux, l'efficacité de l'antenne a pu être mesurée avec la méthode de la wheeler cap. Afin d'éviter les résonnances dues à la boîte métallique utilisée, l'efficacité de l'antenne n'a pu être mesurée que jusqu'à 3,5 GHz. Bien que limités, ces résultats permettent tout de même de valider ceux obtenus par le logiciel HFSS. La comparaison entre efficacité simulée et mesurée est présentée en Figure III.78. L'efficacité maximale mesurée est de 92 % à 3,5 GHz tandis qu'elle reste supérieure à 85 % jusqu'à 8,5 GHz en simulation. Au delà le rendement diminue mais reste supérieur à 75 % sur la bande de 3,1 à 10,6 GHz. Les pertes dans la ligne sont diminuées à hautes fréquences, du fait de sa diminution de 32 % de sa longueur.



**Figure III.78 :** efficacité simulée et mesurée de l'antenne à fentes repliée

### III.2.9 Conclusion

Une nouvelle structure d'antenne ultra large bande a été présentée dans cette partie. Le dessin de sa ligne d'alimentation a tout d'abord été optimisé afin de lui conférer une bonne stabilité d'impédance sur une large bande de fréquence. Des solutions ont alors été apportées sur le dessin du triangle afin d'améliorer sa qualité d'adaptation et de miniaturiser la structure. Ces résultats ont été validés par la réalisations et la mesure de trois antennes. Enfin, un dernier travail sur la géométrie des plans de

masse a conduit à la réalisation d'une antenne très omnidirectionnelle jusqu'à de hautes fréquences, et d'encombrement inférieur au tiers de la première antenne réalisée. Cette nouvelle structure d'antenne coplanaire ultra large bande présentée dans ce chapitre a donc été exploitée afin de l'adapter au mieux au type d'application visé. Plusieurs solutions de miniaturisation ont été appliquées. Cependant, le fonctionnement même de l'antenne, basé sur la formation de lignes de champ électrique entre le triangle et les plans de masses latéraux, implique une géométrie nécessitant une largeur minimale. Une nouvelle forme elliptique de l'élément rayonnant a donc été envisagée afin de limiter cet encombrement.

### **III.3 Etude d'un monopôle elliptique alimenté par CPW**

Une autre structure d'antenne a également fait l'objet d'une étude. Elle est constituée d'un disque rayonnant alimenté par guide d'onde coplanaire. De part la forme de l'élément rayonnant, les excroissances des plans de masses latéraux ont pu être tronqués ; ces plans de masses étaient nécessaires à la formation des lignes de champ sur l'antenne triangulaire et devaient donc posséder une largeur minimale fonction de la taille du triangle. Ici, la forme évasive du disque et sa plus faible largeur permettent de s'en affranchir. Cette antenne est réalisée sur le même substrat epoxy que pour le monopôle triangulaire. De même, la ligne d'alimentation utilisée sera de même largeur que pour la dernière antenne présentée.

Un travail sur cette structure, en vue de la dimensionner pour couvrir la bande WPAN, sera tout d'abord mené sur la taille et l'ellipticité du disque. De la même façon que pour le monopole triangulaire, la longueur du guide d'onde coplanaire influera sur l'adaptation de l'antenne. Ce paramètre sera donc étudié également afin d'en mesurer les effets. Enfin, l'écartement entre le disque et la ligne sera examiné en vue d'obtenir la meilleure qualité d'adaptation pour l'antenne.

#### ***III.3.1 Dimensionnement de l'ellipse rayonnante***

##### ***III.3.1.1 Rayon du disque***

Le premier élément de l'antenne à dimensionner est le disque. En effet, pour un monopôle circulaire sur plan de masse, le rayon du disque fixe la limite basse d'adaptation de l'antenne. La taille généralement requise pour cet élément est à peine inférieure à un quart de longueur d'onde à la fréquence la plus basse [III-8], soit dans le cadre de ce travail un diamètre d'environ 2,5 cm.

Cependant, de la même manière que pour le monopôle triangulaire alimenté par guide d'onde coplanaire, cette structure d'antenne permet de diminuer la taille de l'élément rayonnant, la ligne d'alimentation décalant en fréquence le comportement de l'antenne. Ainsi, un disque de 1,5 cm de diamètre est utilisé pour couvrir une bande de fréquence débutant à 3 GHz.

### III.3.1.2 Rapport d'ellipticité

Un premier travail a alors porté sur la géométrie de l'élément rayonnant, et notamment son rapport d'ellipticité. Lors de cette étude, la longueur du guide d'onde coplanaire alimentant l'ellipse est fixée à 15 mm. Le rapport d'ellipticité  $r / R$  sera augmenté de 0,8 à 1,3, tandis que  $R$  restera égal à 7,5 mm (Figure III.79).

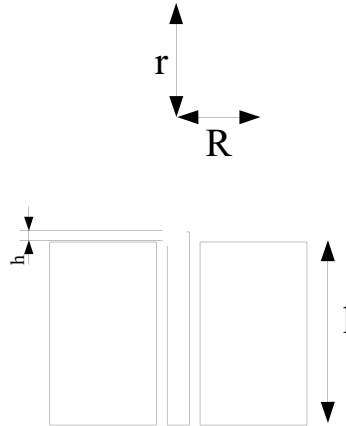


Figure III.79 : paramètres d'étude de l'antenne elliptique

Il est décrit en [III-9] l'effet de la déformation d'un disque en ellipse sur la largeur de bande et la fréquence basse d'adaptation d'un monopôle sur plan de masse. Dans notre cas, une largeur de bande relative de 110 % est suffisante, aussi notre intérêt sera principalement porté sur la limite basse de cette bande passante.

Pour cette structure d'antenne, les résultats présentés en Figure III.80 mettent en avant l'influence du rapport d'ellipticité sur la fréquence basse d'adaptation de l'antenne. Comme décrit en [III-9], à mesure que le rapport  $r / R$  augmente, l'antenne est adaptée à plus basse fréquence. Ce résultat est prévisible puisque la hauteur totale de l'antenne augmente avec ce rapport. En terme d'impédance d'entrée, on peut remarquer que ce paramètre influe principalement sur le premier pic d'impédance dont l'amplitude diminue fortement. Ceci associé à un décalage vers les basses fréquences de cette résonance, permet de diminuer la limite basse d'adaptation de 21 %, lorsque la hauteur de l'antenne augmente de 17 %.

On peut remarquer également des pics d'impédances de plus fortes amplitudes à mesure que le rapport elliptique augmente, ce qui se traduit par un plus mauvais coefficient de réflexion à 5 et 9 GHz. L'antenne reste cependant adaptée avec un taux d'ondes stationnaires inférieur à 2 sur toute la bande d'étude.

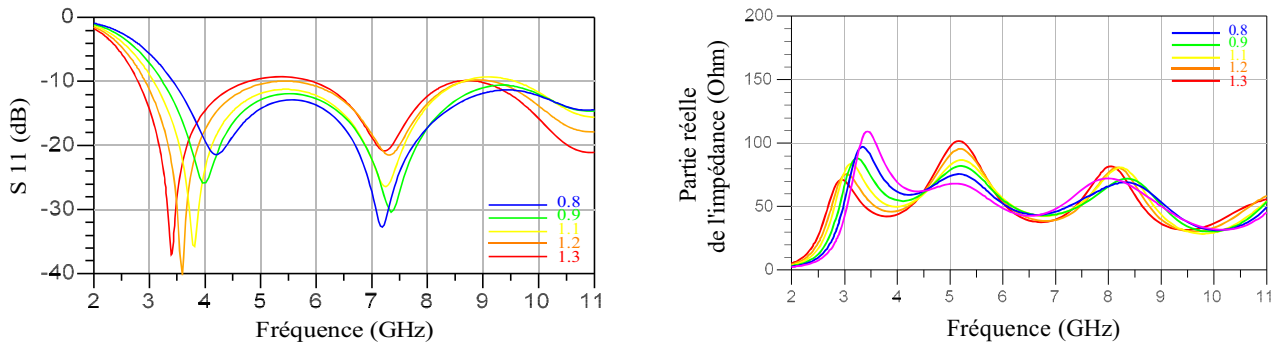


Figure III.80 : influence du rapport d'ellipticité  $r/R$  de l'antenne sur son coefficient de réflexion et la partie réelle de son impédance d'entrée.

### III.3.2 Dimensionnement de la ligne d'alimentation

L'effet de la longueur du guide d'onde coplanaire sur l'adaptation de l'antenne a également été étudié. Les résultats présentés ont été obtenus pour un élément rayonnant circulaire de 15 mm de diamètre. La longueur de la ligne d'alimentation a été diminuée de 18 à 10 mm par pas de 2 mm.

De même que pour le monopole triangulaire étudié dans ce chapitre, les résultats de cette étude tendent à montrer que la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant fait partie intégrante de l'antenne. En ce sens, elle influe sur son adaptation et son comportement en fréquence puisque lorsque  $l$  diminue on constate que :

- la limite basse d'adaptation et la fréquence des pics d'impédance de l'antenne augmentent,
- l'amplitude de ces pics d'impédance varie.

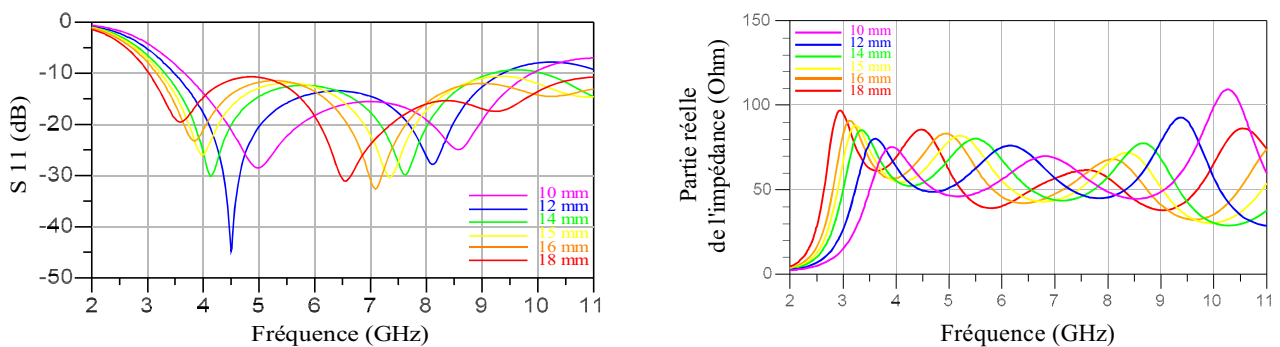


Figure III.81 : influence de la longueur  $l$  du guide d'onde coplanaire sur le coefficient de réflexion et la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

En effet, la longueur  $l$  de la ligne agit directement sur la hauteur totale de l'antenne. Ainsi, lorsque  $l$  augmente de 10 à 18 mm, la hauteur de l'antenne passe de 25 à 33 mm. De ce fait, la limite basse d'adaptation diminue de 3,6 à 3 GHz, ce qui correspond en terme de hauteur d'antenne à un tiers de longueur d'onde.



Le fait de diminuer la longueur du guide d'onde coplanaire n'est donc pas bénéfique en terme de largeur de bande puisque cela limite la bande passante de l'antenne aux basses fréquences. Cependant, on peut remarquer sur la Figure III.81 que la meilleure stabilité d'impédance sur la bande de 3 à 9,5 GHz est obtenue pour de faibles valeurs de  $l$ . Une solution, afin de couvrir la bande de fréquence désirée, peut donc consister à associer une ligne de faible longueur à une ellipse de rapport  $r/R$  élevé pour compenser la hausse de la fréquence basse d'adaptation.

### III.3.3 Influence de l'écart entre la ligne d'alimentation et l'ellipse

Un autre paramètre affectant les performances d'adaptation d'un monopole elliptique sur plan de masse est l'écart existant entre celui-ci et le plan de masse [III-9]. Une étude a donc été menée afin de vérifier son influence sur l'ellipse alimentée par guide d'onde coplanaire. L'espacement  $h$  a été augmenté de 0,3 à 0,9 mm pour une antenne circulaire alimentée par une ligne de 15 mm de longueur.

Les résultats présentés en Figure III.82 montrent effectivement une forte influence de ce paramètre. On peut noter que la diminution de l'espacement  $h$  :

- améliore l'adaptation aux hautes fréquences,
- dégrade son adaptation en milieu de bande,
- augmente légèrement la fréquence basse d'adaptation.

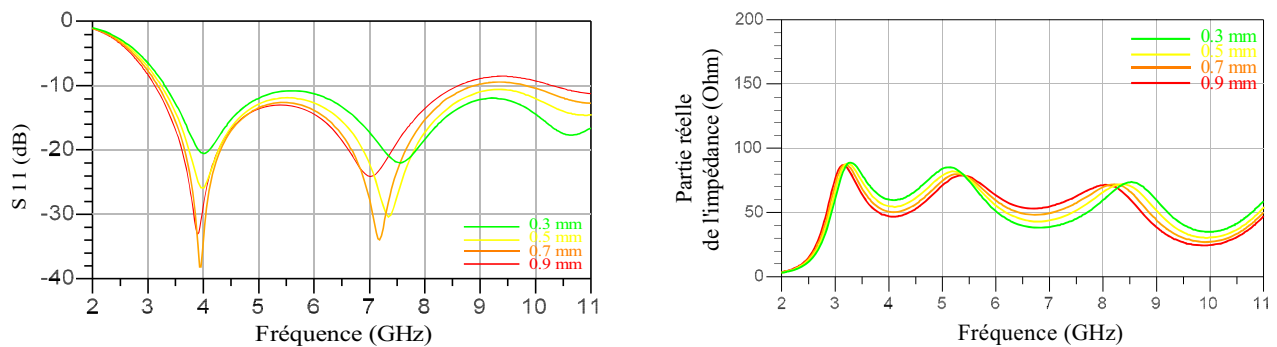


Figure III.82 : influence de l'écart  $h$  entre la ligne d'alimentation et l'ellipse sur le coefficient de réflexion et la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Aux vues de ces résultats, un choix d'espacement de 0,5 mm entre l'ellipse et le plan de masse semble constituer le choix le plus judicieux, l'antenne étant alors bien adaptée de 3,2 à plus de 11 GHz.

### III.3.4 L'antenne réalisée

Une antenne elliptique alimentée par guide d'onde coplanaire a été réalisée. Un taux d'ellipticité de 1,3 a été choisi afin de pouvoir compenser la hausse de la fréquence basse d'adaptation due au raccourcissement de la ligne d'alimentation à 1 cm. Il en résulte une antenne d'encombrement 18 par 30 mm<sup>2</sup>, soit une baisse de près de 60 % de l'encombrement par rapport à l'antenne triangulaire à fente et plans de masses repliés. Les principales dimensions de cette structure sont regroupées dans le Tableau III.9.

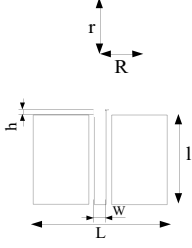
	<i>Ellipse</i>			<i>Guide d'onde</i>		
	<i>r</i>	<i>R</i>	<i>h</i>	<i>l</i>	<i>L</i>	<i>W</i>
<b>Dimensions</b>	9,75 mm	7,5 mm	0,5 mm	10 mm	18 mm	1,3 mm

Tableau III.9 : dimensions principales de l'antenne elliptique

#### III.3.4.1 Adaptation de l'antenne

L'antenne est adaptée à 50  $\Omega$  avec un taux d'onde stationnaire inférieur à 2 de 3 à plus de 11 GHz en simulation. L'accord avec les résultats mesurés est validé malgré une légère remontée du coefficient de réflexion de 3 à 3,5 GHz (Figure III.83).

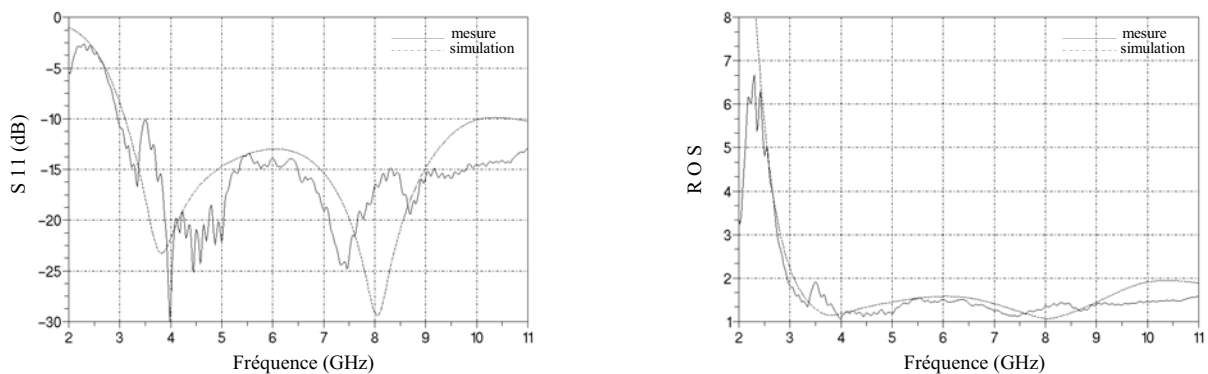


Figure III.83 : adaptation simulée et mesurée de l'antenne elliptique

En terme d'impédance d'entrée, on peut constater une bonne stabilité sur l'ensemble de la bande d'étude que ce soit en simulation ou mesures. Pour cette antenne également, les résultats mesurés sont sensiblement meilleurs aux delà de 9 GHz et l'on peut noter l'ajout d'un composante réactive à l'impédance d'entrée à ces fréquences (Figure III.84).

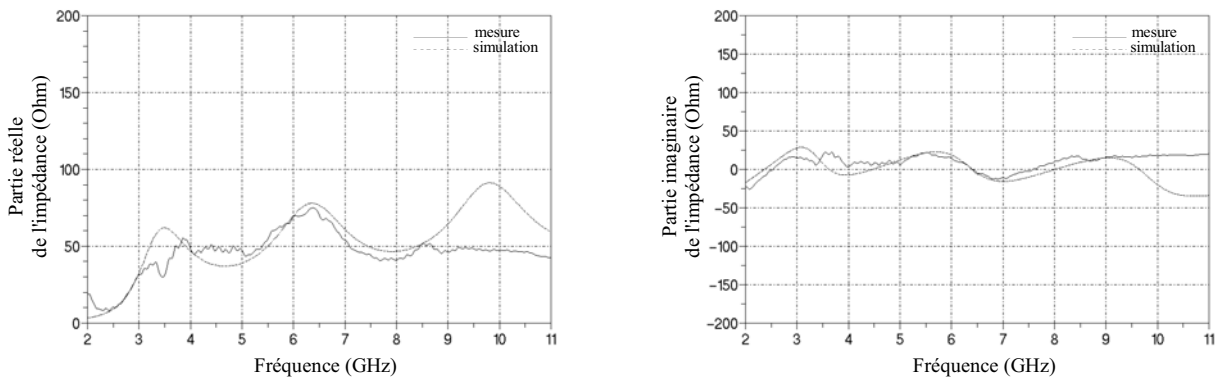


Figure III.84 : impédance d'entrée simulée et mesurée de l'antenne elliptique

### III.3.4.2 Rayonnement de l'antenne

Les diagrammes de rayonnements sont présentés en gain. Du fait de la similitude de fonctionnement avec les antennes triangulaires déjà réalisées, le rayonnement de cette antenne est peu différent de ceux observés auparavant. Ainsi, la composante principale du champ est  $E_\phi$  dans les deux plans, et la composante  $E_\theta$  présente des creux de rayonnement dans le plan du substrat mais, par contre, ne s'annule pas pour  $\theta = 0^\circ$ . De plus, les niveaux de gain observés sont plus faibles, notamment aux basses fréquences.

Dans le plan  $\phi = 0^\circ$  (Figure III.85), les diagrammes simulés sont omnidirectionnels avec des gain compris entre  $-3$  et  $3$  dB suivant la direction et la fréquence de 3 à 8 GHz. Au delà, les niveaux sont plus faibles. Ces résultats sont cependant plus faibles en mesure avec des gains compris principalement entre  $-6$  et  $1$  dB dans ce plan. Malgré ces différences de niveaux surtout à 3 et 4 GHz, les diagrammes concordent.

Dans le plan  $\theta = 90^\circ$  également (Figure III.86), les diagrammes mesurés de 3 à 5 GHz présentent de très fortes oscillations. Ces mesures s'effectuant dans le plan du substrat et le fait que les oscillations s'atténuent avec la fréquence permettent d'envisager que ces perturbations soient dues aux trop faibles dimensions du substrat en regard de la longueur d'onde. Elles peuvent également être la cause des faibles niveaux de gain observés dans le plan  $\phi = 0^\circ$  à 3 et 4 GHz. Au delà de 6 GHz, l'accord entre simulation et mesures est plus correct, avec un creux dans la direction  $\phi = 90^\circ$  typique d'un rayonnement dipolaire. Les ouvertures à  $-3$  dB dans ce plan sont comprises entre  $45$  et  $60^\circ$  selon la fréquence.

La Figure III.87 présente l'évolution des diagrammes de gain en 3 dimensions simulés de 3 à 10 GHz. On peut alors noter que l'antenne elliptique présente un rayonnement dipolaire jusqu'à 7 GHz. Au delà, elle présente quatre lobes de rayonnement.

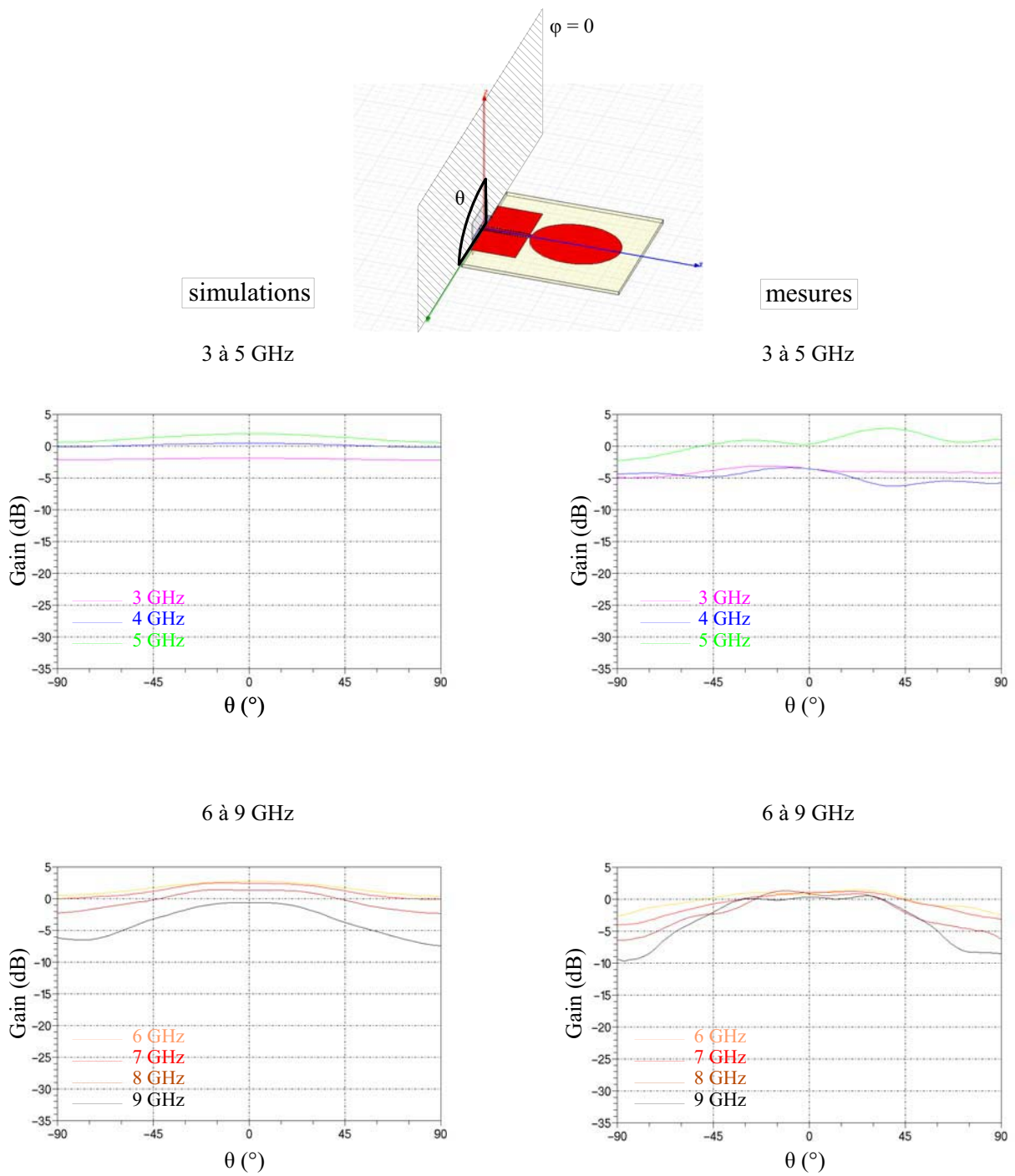


Figure III.85 : diagrammes en gain dans le plan  $\phi = 0^\circ$  simulés et mesurés de 3 à 9 GHz

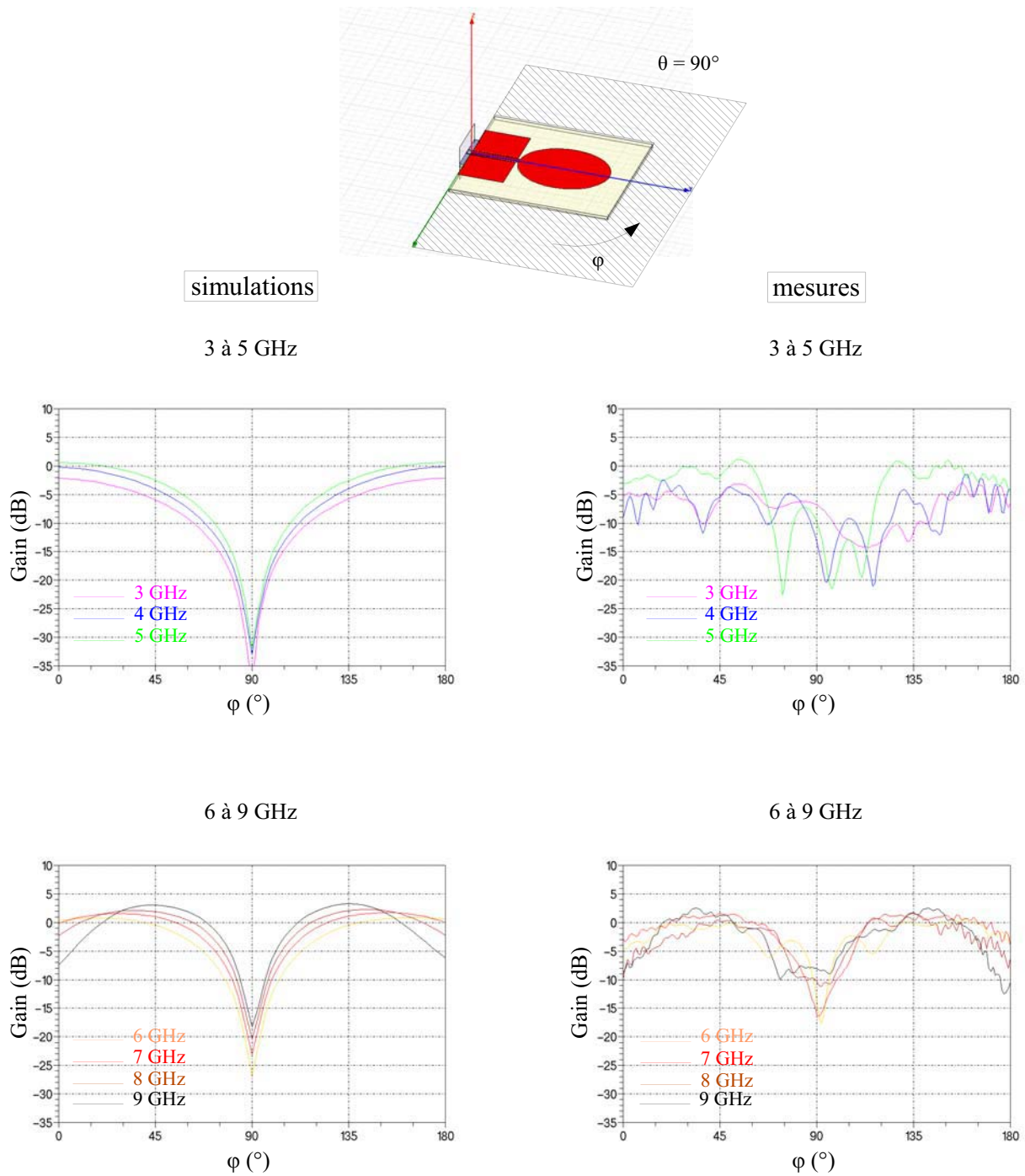


Figure III.86 : diagrammes en gain dans le plan  $\theta = 90^\circ$  simulés et mesurés de 3 à 9 GHz

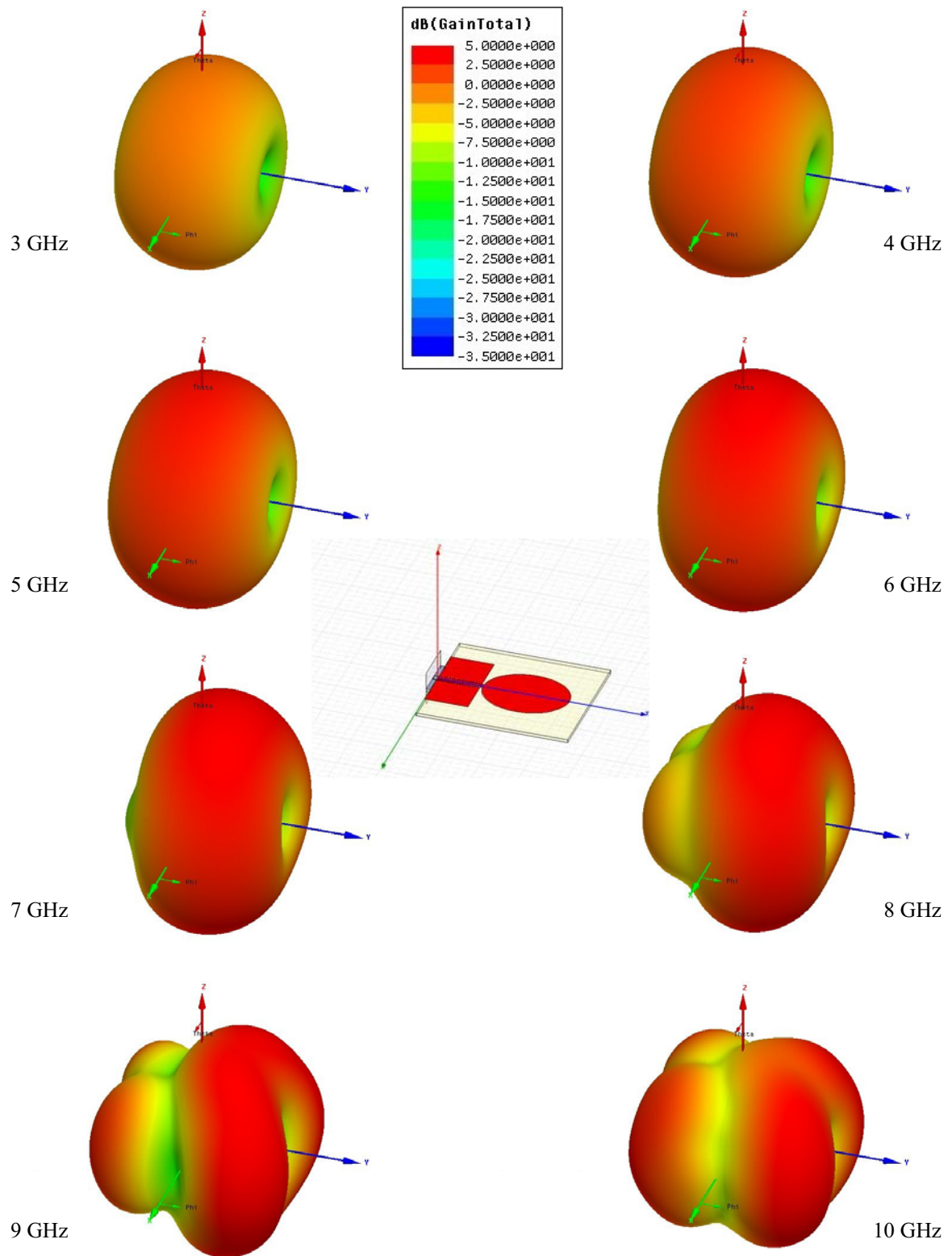


Figure III.87 : diagrammes en gain à 3 Dimensions simulés de 3 à 10 GHz

L'évolution du gain maximum en fonction de la fréquence traduit les problèmes de rayonnement à basses fréquences de l'antenne elliptique avec notamment des gains maximaux mesurés inférieurs à 0 dB à 3 et 4 GHz. Cependant, à partir de 5 GHz, les niveaux de rayonnement simulés et mesurés sont corrects et traduisent le caractère peu directif de l'antenne puisque le gain reste inférieur à 3,3 dB jusqu'à 9 GHz en mesures et en simulation, et inférieur à 4,6 dB sur toute la bande WPAN.

	<i>Gain 3 GHz</i>	<i>Gain 4 GHz</i>	<i>Gain 5 GHz</i>	<i>Gain 6 GHz</i>	<i>Gain 7 GHz</i>	<i>Gain 8 GHz</i>	<i>Gain 9 GHz</i>	<i>Gain 10 GHz</i>
simulé	-1,8	0,56	2,1	3	2,8	2,3	3,3	4,6
mesuré	-3	-1,5	2,9	1,5	1,6	1,5	2,5	nm

Tableau III.10 : gain maximal simulé et mesuré de 3 à 10 GHz de l'antenne elliptique

De même que pour le monopole triangulaire à fentes et plans de masses repliés, les dimensions de l'antenne elliptique ont permis de mesurer son efficacité à basses fréquences à l'aide de la méthode de la wheeler cap. Les résultats obtenus jusqu'à 5 GHz sont comparés à ceux simulés sous HFSS jusqu'à 10,5 GHz. On peut noter une bonne concordance des valeurs de rendement entre 3 et 4,8 GHz, avec une efficacité mesurée de 92 % à 3,8 GHz. Vers 5 GHz l'efficacité mesurée chute brutalement, peut être à l'approche de la fréquence de résonance de la boîte métallique. L'efficacité simulée reste supérieure à 85 % sur toute la bande WPAN de 3,1 à 10,6 GHz.

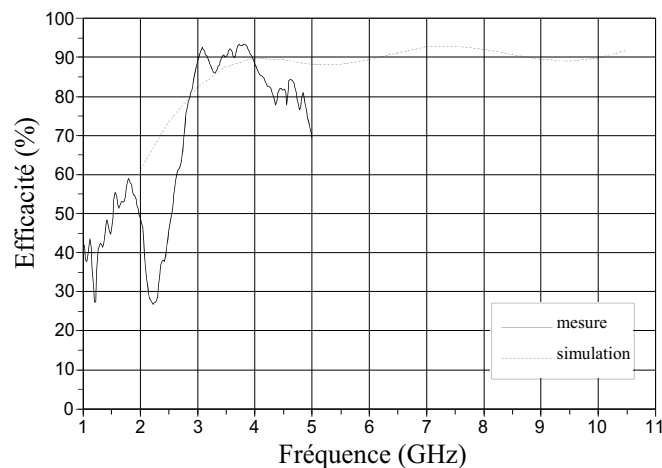


Figure III.88 : efficacité simulée et mesurée de l'antenne elliptique

### III.4 Conclusion

Différentes structures d'antennes imprimées omnidirectionnelles ont été étudiées et réalisées dans ce chapitre. L'antenne papillon tout d'abord a constitué une base de travail idéale de par ses caractéristiques et ses performances déjà bien répertoriées. Son étude a permis de mieux cerner le fonctionnement d'antennes large bandes triangulaires, mais également d'en fixer les limites. Ainsi,

elle présente une largeur de bande suffisante pour les applications visées, mais avec une impédance d'entrée trop élevée et une alimentation symétrique nécessitant des « baluns » pouvant causer des pertes. Dans une moindre mesure, son encombrement de 61 par 100 mm<sup>2</sup> nuit également à son intégration.

Une nouvelle géométrie d'antenne imprimée, inspirée des monopôles triangulaires sur plan de masse, a alors pu être expérimentée. Cette antenne est constituée d'un seul élément triangulaire alimenté par un guide d'onde coplanaire. La forme des plans de masses a été optimisée afin de conférer à l'ensemble un caractère large bande. L'optimisation de cette ligne d'alimentation a conduit à la réalisation d'une première antenne adaptée à 50  $\Omega$ , de dimensions 45 par 91 mm<sup>2</sup>, et couvrant une bande passante de 3,4 à plus de 15 GHz. Un second travail a porté sur l'élément rayonnant de l'antenne. La découpe d'une ouverture triangulaire inversée de type « fractale », et l'insertion de fentes capacitatives ont permis respectivement d'améliorer fortement la stabilité d'impédance de l'antenne et de réduire son encombrement. Deux autres antennes ont alors été réalisées et ont validé ces procédés. L'antenne à fentes est adaptée sur une bande de 3 à 9,6 GHz et couvre une surface de 36 par 68 mm<sup>2</sup>, soit une baisse de 40 % grâce à l'insertion des fentes capacitatives. Enfin, une étude sur le dessin des plans de masses latéraux a conduit à la réalisation d'une dernière antenne adaptée de 3,2 à plus de 11 GHz. La nouvelle forme adoptée par ses plans de masse permet à l'antenne d'obtenir un rayonnement bien plus omnidirectionnel jusqu'à 9 GHz, tout en réduisant à nouveau son encombrement de près de 47 %, pour une taille finale de 28 par 46 mm<sup>2</sup>. Au total, l'étude du triangle rayonnant et des plans de masse latéraux a permis une réduction de près de 70 % de l'encombrement cette structure d'antenne.

Une dernière antenne a également été étudiée. La forme elliptique de l'élément rayonnant permet de tronquer les plans de masses latéraux sans perturber la création des lignes de champ électrique. L'étude des différents paramètres fixant les performances de l'antenne a conduit à la réalisation d'un prototype adapté de 3 à plus de 11 GHz, et de dimensions 18 par 30 mm<sup>2</sup>. Son rayonnement est de type dipolaire jusqu'à 7 GHz et reste peu directif sur toute la bande d'étude.

Ce chapitre a donc conduit à la réalisation de plusieurs antennes faible coût totalement coplanaires, de petites dimensions, et de rayonnement omnidirectionnel pouvant répondre aux besoins des communications ultra large bande. Cependant, afin de pouvoir attester de leur compatibilité avec des systèmes impulsifs, des mesures et une caractérisation temporelles restent nécessaires. Elles permettront de vérifier de quelle manière les antennes déformeront les impulsions qui leur seront appliquées, et d'étudier leur dispersion. En effet, ces caractérisations peuvent s'avérer importantes pour des systèmes pour lesquels le débit dépend de la durée des impulsions reçues et l'information est parfois contenue dans la forme même des signaux.



REFERENCES :

- [III-1] – C. A. Balanis, « *Antenna Theory Analysis and Design* », J. Wiley & sons, 2<sup>nd</sup> édition, p.445, p.464, 1997.
- [III-2] – G. H. Brown, O. M. Woodward, « *Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas* », RCA review, pp. 425-452, Dec. 1952.
- [III-3] – Z. N. Chen, Y. W. M. Chia, « *Impedance Characteristics of Trapezoidal Planar Monopole Antennas* », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 27, N°2, Oct. 2000.
- [III-4] – R. C. Johnson, « *Antenna Engineering Handbook* », McGraw-Hill, Inc., Third Edition, pp.42-8 à 42-13, 1993.
- [III-5] – J. Thaysen, K. B. Jakobsen, J. Appel-Hansen, « *A Wideband Balun – How Does it Work?* », Applied Microwave and Wireless, Vol.12, pp.40-50, Oct. 2000.
- [III-6] – N. Fortino, G. Kossiavas, J-Y. Dauvignac, R. Staraj, « *Novel Antennas for Ultra-Wideband Communications* », Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 41, N° 3, May 2004.
- [III-7] – H.Schantz, « *Radiation Efficiency of UWB Antenna* », IEEE UWBST 2002 Conference Proceedings, 2002.
- [III-8] – J. Powell, A. P. Chandrakasan, « *Spiral Slot Patch Antenna and Circular Disc Monopole for Ultra Wideband Communication* », IEEE 2004 International Symposium on Antennas and Propagation, August 2004.
- [III-9] – N. P. Agrawall, G. Kumar, K. P. Ray, « *Wide-Band Planar Monopole Antennas* », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 46, N°2, Feb. 1998.

## **Chapitre IV      Caractérisation temporelle et fréquentielle des antennes ULB**

Ce dernier chapitre s'attache à valider et exploiter une méthode de mesure en rayonnement d'impulsions des antennes ULB développées dans cette thèse. Il mettra tout d'abord l'accent sur les protocoles de mesures utilisés ainsi que sur les développements mathématiques nécessaires à l'isolation et la caractérisation des antennes sous test. Une série de facteurs discriminants seront ensuite choisis afin de nous assurer de la validité des résultats obtenus lors d'une première campagne de mesures menée dans des configurations particulières. Ainsi, après avoir étudié la façon de séparer la fonction de transfert d'une antenne ULB en émission de celle en réception, il sera possible de mener des mesures impulsionnelles dans différents plans de rayonnement. Plusieurs méthodes de caractérisation pour une antenne seront alors testées et comparées. Les fonctions de transfert des antennes issues de la configuration de mesure choisie seront présentées dans un format se voulant le plus concis et clair possible. Enfin, il nous sera possible d'exploiter les fonctions de transfert calculées en émission pour les quatre antennes mesurées. Ainsi, nous pourrons présenter les signaux temporels rayonnés par chacune dans différentes directions lorsqu'une impulsion proche du masque FCC leur est appliquée. Leur dispersion sera alors étudiée et comparée pour déterminer l'effet des modifications apportées à chacun des prototypes.

### **IV.1 Validation d'une méthode de caractérisation temporelle**

#### ***IV.1.1 Protocoles de mesures***

##### ***IV.1.1.1 Chaîne de mesures***

Le but des mesures impulsionnelles est de pouvoir identifier le comportement temporel des antennes. Pour cela, il faut les confronter au rayonnement d'une impulsion dont le spectre soit au moins aussi large que leur bande passante. Cependant, l'équipement nécessaire à ce type de mesures est onéreux, car chaque élément utilisé doit posséder une largeur de bande suffisante sous peine de limiter l'ensemble de la chaîne de mesure.

L'élément indispensable d'un banc de mesures impulsionnel est bien entendu le générateur d'impulsions. Ce type d'appareil doit être capable de générer de très brèves impulsions, généralement en bande de base. Leur courte durée temporelle (inférieure à 1 ns) leur confère un très large spectre en fréquence. Cependant, ces générateurs produisent généralement des gaussiennes,

voire des fronts abrupts de tension. Ils nécessitent donc l'utilisation en parallèle de plusieurs filtres passe-haut, qui par dérivées successives, vont décaler en fréquence le spectre de l'impulsion afin de couvrir la bande de fréquences adéquate. Ces filtrages successifs causent des pertes sur le niveau du signal à émettre qui sont compensées en utilisant un amplificateur de puissance à l'émission. De même, l'atténuation due au canal de propagation nécessite l'utilisation d'amplificateurs faible bruit en réception (Figure IV.1). La bande passante du système peut alors être limitée par celle de ces amplificateurs. Ainsi, pour les premières mesures impulsionnelles effectuées dans le but de valider la méthode de caractérisation des antennes, les amplificateurs utilisés ont limité la bande d'étude à 8 GHz.

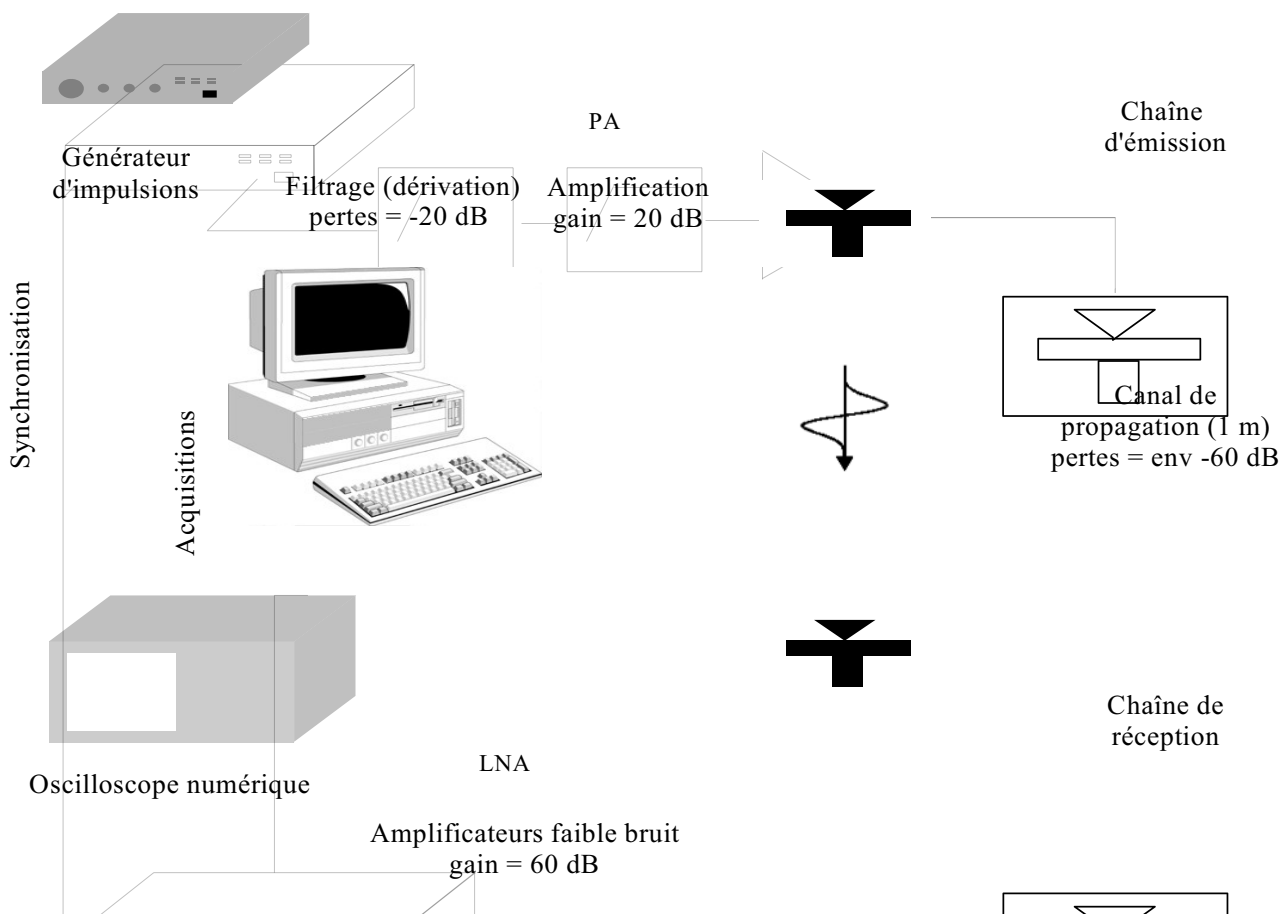


Figure IV.1 : schéma synoptique du banc de mesure temporel

Le deuxième équipement également primordial pour un banc de mesure temporel est l'oscilloscope numérique. En effet, cet élément permet la numérisation des impulsions reçues, mais aussi la synchronisation avec le générateur d'impulsions. Ainsi, le décalage temporel entre les signaux émis et reçus peut être connu, ce qui est indispensable à l'étude du canal de propagation mais également des antennes. Les données acquises sont ensuite stockées sous forme de fichiers contenant les informations en temps et en amplitude de l'impulsion mesurée. Cependant, pour des mesures d'impulsions très courtes, l'oscilloscope numérique utilisé doit posséder à la fois une fréquence d'échantillonnage très élevée, et une très large bande passante. Une haute fréquence

d'échantillonnage est garante d'une bonne résolution temporelle du signal mesuré et peut permettre également d'acquérir les données en « temps réel ». Une fréquence d'échantillonnage moins élevée peut être compensée en reconstruisant l'impulsion à partir de plusieurs impulsions identiques mesurées par l'oscilloscope. Cette technique permet d'obtenir une aussi bonne résolution temporelle qu'avec un oscilloscope « mono coup », mais nécessite de mesurer un signal qui se répète à l'identique, donc non modulé. Enfin, la bande passante de l'oscilloscope peut également limiter la largeur de la bande d'étude. Ainsi, pour les mesures effectuées en environnement réel dont les résultats sont présentés en annexe, la bande passante de l'oscilloscope numérique LECROY utilisé a limité la bande d'étude à 6 GHz.

#### ***IV.1.1.2 Configuration des antennes***

Le choix de l'environnement des mesures et du placement des antennes doit également être étudié. En effet, plus la configuration des mesures se rapprochera d'un contexte réel d'utilisation, plus le nombre de paramètres à prendre en compte afin de remonter à l'influence des seules antennes sera important, et les mesures complexes à exploiter. Aussi, pour cette première campagne de mesures destinée à valider une méthode de caractérisation de antennes, le choix se portera sur un environnement le plus simple possible.

Dans un premier temps, il est décidé de placer deux antennes identiques en émission et en réception. De plus, les antennes considérées comme des éléments passifs sont placées dans la même position l'une par rapport à l'autre afin d'obtenir une contribution identique de chacune d'entre elles. En effet, cette configuration est censée permettre d'isoler une seule direction de propagation, à savoir le trajet direct entre antennes. Cependant, les antennes étant omnidirectionnelles, elles rayonnent dans toutes les directions de l'espace dans un plan. Beaucoup d'impulsions de niveau équivalent sont alors émises par l'antenne et vont avoir chacune des trajets différents jusqu'à l'antenne de réception. Le retard de chaque impulsion sera fonction de la longueur du trajet suivi entre l'antenne d'émission et celle de réception. L'amplitude du signal issu de chaque trajet multiple sera pondéré par la fonction de transfert de l'antenne dans les directions d'émission et de réception, par l'atténuation due à la longueur de son trajet, et par les diverses réflexions et diffractions subies. Il s'agit donc d'un environnement de mesures trop complexe pour rendre possible l'isolation de l'effet des antennes. Le choix est donc fait d'effectuer les mesures en chambre anéchoïque, en trajet direct. Un certain nombre de mesures ont cependant été effectuées en environnement réel au sein des locaux de ST microelectronics à Genève. Diverses solutions ont été envisagées afin d'isoler ou de mettre en avant certaines directions de propagation. Quelques résultats de ces mesures multi-trajets sont présentés en annexe.

### IV.1.1.3 Méthodes de calibration

Différentes méthodes sont envisageables afin d'étudier l'effet des antennes et du canal de propagation sur la déformation de l'impulsion. Des techniques de calibration permettent de rendre transparents les effets de chaque composant de la chaîne de mesure et d'isoler ainsi le comportement des antennes et du canal. Le but final de ces mesures en rayonnement d'impulsions est uniquement la caractérisation des antennes, mais il est dans un premier temps impossible de les dissocier expérimentalement de l'effet du canal de propagation. Cette séparation nécessitera des traitements post opératoires.

Une première technique de calibration consiste à visualiser l'impulsion appliquée à l'antenne en connectant la sortie de l'amplificateur de puissance directement à l'oscilloscope au lieu de l'appliquer à l'antenne (Figure IV.2(a)). Ainsi, les caractéristiques du comportement en fréquence de chacun des éléments placés entre le générateur et l'antenne (filtres, amplificateur, câbles, connecteurs...) sont prises en compte dans cette première mesure. On obtient ainsi l'impulsion appliquée à l'antenne d'émission. Il reste alors à déconvoluer chaque composant présent entre l'oscilloscope et l'antenne de réception (câbles, amplificateurs à faible bruit, connectique). Ces éléments peuvent être déconvolués un par un en faisant à chaque fois une acquisition de l'impulsion affectée par un nouvel élément de la chaîne (Figure IV.2(b)). Ainsi, une fois la mesure avec antennes effectuée, il sera possible de remonter de l'impulsion mesurée à celle reçue en sortie de l'antenne de réception.

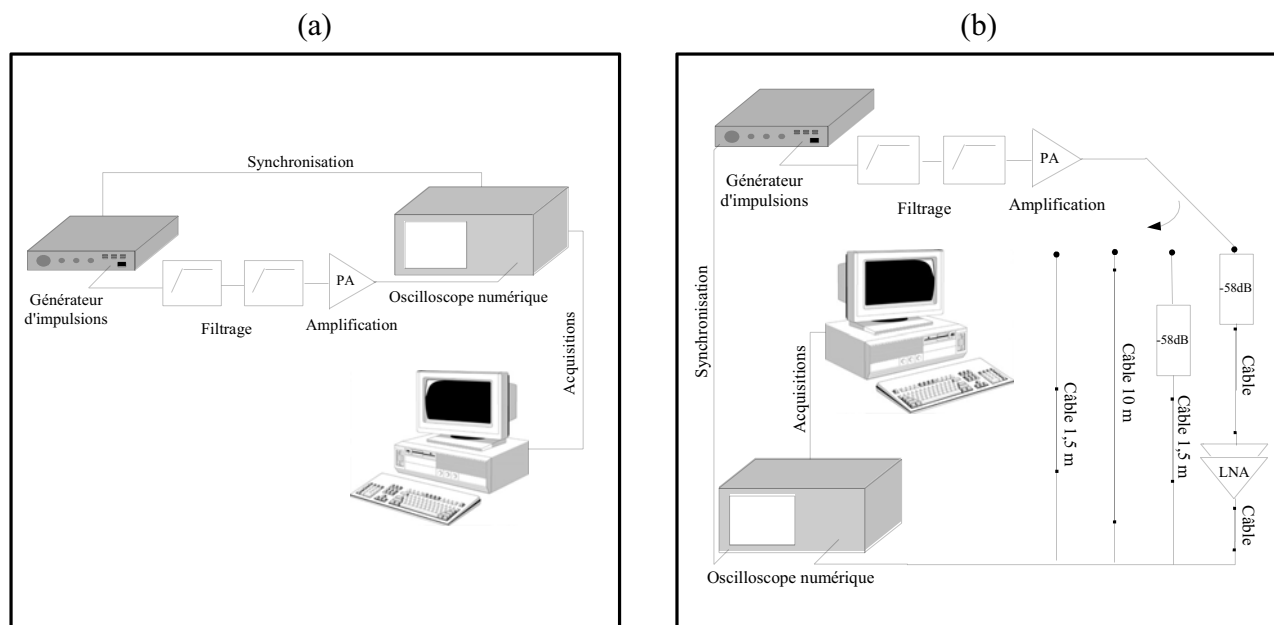


Figure IV.2 : mesures de l'impulsion avant antenne (a), et de l'effet de chaque élément de la chaîne de réception à déconvoluer (b)

Cette technique est relativement longue et nécessite un nombre important de mesures afin de bien modéliser les différents éléments de la chaîne et de s'en affranchir. De plus, certains amplificateurs

apportant un fort gain, mais nécessaire à la compensation des pertes dans le canal de propagation, imposent l'utilisation d'atténuateurs lors de leur caractérisation. Ces atténuateurs doivent alors à leur tour être déconvolués. Ces mesures doivent également être effectuées avec le plus grand soin et leurs résultats bien vérifiés pour minimiser leur imprécision, ce qui augmenterait les erreurs. Enfin, le calcul des fonctions de transferts de tous ces éléments nécessite des traitements plus longs et complexes pour remonter à la caractérisation des antennes et du canal. Cependant, cette technique d'étalonnage offre une bonne prise en compte des éléments de la chaîne de mesure et est assez flexible pour permettre l'introduction de nouveaux éléments dans le schéma de mesure. Elle est donc tout à fait adaptée dans le cas d'un banc de mesure temporel fixe associé à un PC dédié au post traitement, comme celui dont dispose le CEA-LETI de Grenoble. Ainsi, l'ordinateur relié à l'oscilloscope n'acquiert que les données utiles à la caractérisation de l'antenne, c'est à dire les impulsions appliquées à l'antenne d'émission et celles reçues à l'antenne de réception. Cette méthode sera utilisée pour les dernières mesures de caractérisation des antennes présentées en IV.2.

Une seconde méthode, plus rapide, est également envisageable afin d'isoler l'effet de l'ensemble antennes et canal de propagation. Cette technique se déroule en deux étapes. En premier lieu, une mesure de l'impulsion prenant en compte l'effet de la totalité des éléments du montage est effectuée (Figure IV.3(a)). Cette mesure initiale constitue donc le signal de calibration, puisqu'il comprend les effets de tous les éléments constituant le banc impulsionnel, sans ceux des antennes et du canal. Une fois cette mesure étalon effectuée, les antennes peuvent être montées et les différentes configurations de rayonnement d'impulsions peuvent être réalisées (Figure IV.3(b)). Les différences observées entre ces mesures et le signal de calibration ne pourront alors être imputables qu'à l'ensemble antennes et canal de propagation.

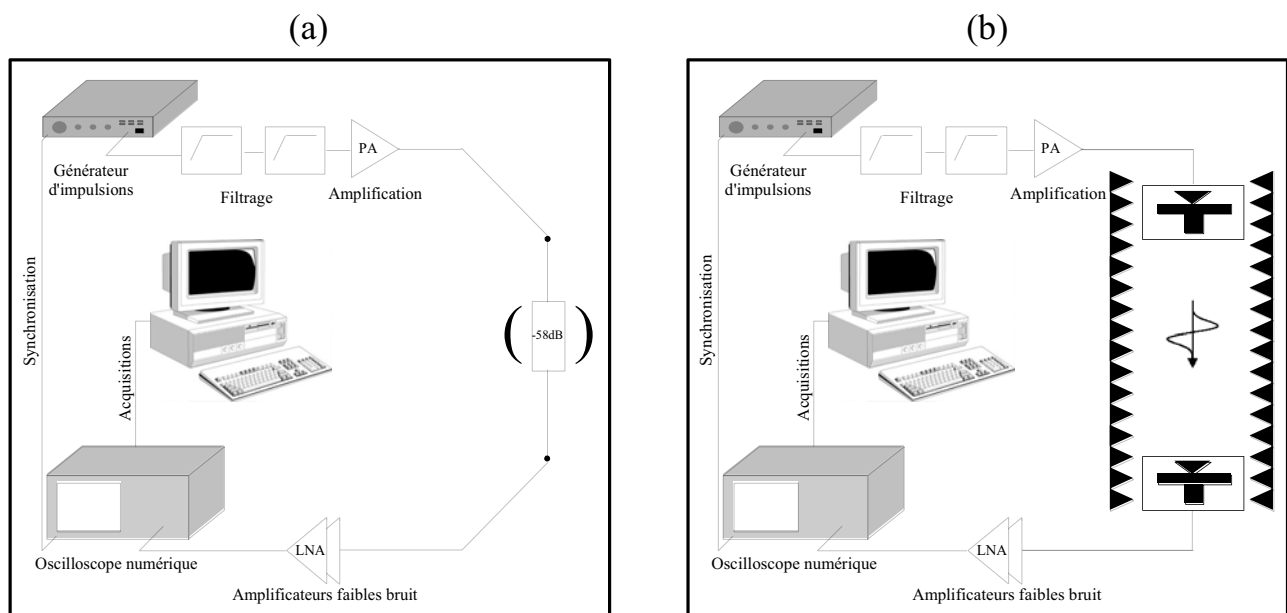


Figure IV.3 : calibration de la chaîne de mesure (a) et mesures d'antennes en rayonnement d'impulsions (b)

Pour cette méthode, le signal de calibration est obtenu en remplaçant l'ensemble antennes/canal par un simple connecteur. Dans certains cas, l'utilisation d'un atténuateur est nécessaire afin de limiter l'amplitude du signal injecté dans les amplificateurs faibles bruit et d'éviter une éventuelle saturation qui fausserait les résultats. Il convient dans ces cas de vérifier au préalable la linéarité et le niveau d'atténuation en fréquence de ce composant afin de les introduire dans le traitement des données. Hormis cet élément à inclure dans certains cas, il est évident que cette seconde méthode de calibration est plus rapide à réaliser pour des résultats quasiment aussi précis qu'en déconvoluant séparément les éléments de la chaîne : seul le connecteur qui remplace les antennes n'est pas pris en compte ce qui représente une atténuation négligeable et un très léger décalage temporel égal au temps de propagation dans cet élément. Cette méthode de mesure impulsionnelle sera donc utilisée pour les premières séries de tests censées valider l'approche de caractérisation temporelle des antennes.

#### ***IV.1.2 Traitements des mesures***

L'ensemble des post traitements des mesures temporelles a été effectué à l'aide du logiciel Scilab. Le but des scripts développés sera de remonter à la fonction de transfert des antennes à partir des impulsions mesurées. Les principaux calculs seront effectués dans le domaine fréquentiel, ce qui nécessite l'utilisation de transformées de Fourier ainsi que de quelques outils de traitement du signal. Le canal de propagation sera également modélisé afin de pouvoir isoler l'effet des seules antennes et ainsi remonter à leur fonction de transfert. Enfin, les principaux résultats obtenus seront présentés.

##### ***IV.1.2.1 Outils de traitement du signal***

La numérisation des impulsions mesurées implique intrinsèquement la discrétisation temporelle de ce signal. De cet échantillonnage découle des propriétés lors du passage du domaine temporel au domaine fréquentiel par l'application de la Transformée de Fourier Discrète (TFD). En pratique, les logiciels de calculs utilisent la Transformée de Fourier Rapide (TFR ou FFT en anglais) basé sur un algorithme optimisé de la TFD.

Soit un signal  $s(t)$ , de durée finie  $D$ , et échantillonné avec une période d'échantillonnage  $T_E$ . Ce signal est donc formé de  $N$  échantillons avec :

$$N = \frac{D}{T_E} \quad (IV.1)$$

Tout d'abord, la largeur de la fenêtre fréquentielle  $B$  dans laquelle sera contenue la transformée de Fourier  $S(f)$  de l'impulsion est inversement proportionnelle à son pas temporel  $T_E$ . En effet, pour décrire le signal en fréquence, il faut donner ses composantes fréquentielles sur une bande totale de  $1/T_E$  Hz. Ainsi, ces deux entités sont liées par la relation :

$$B = \frac{1}{T_E} \quad (\text{IV.2})$$

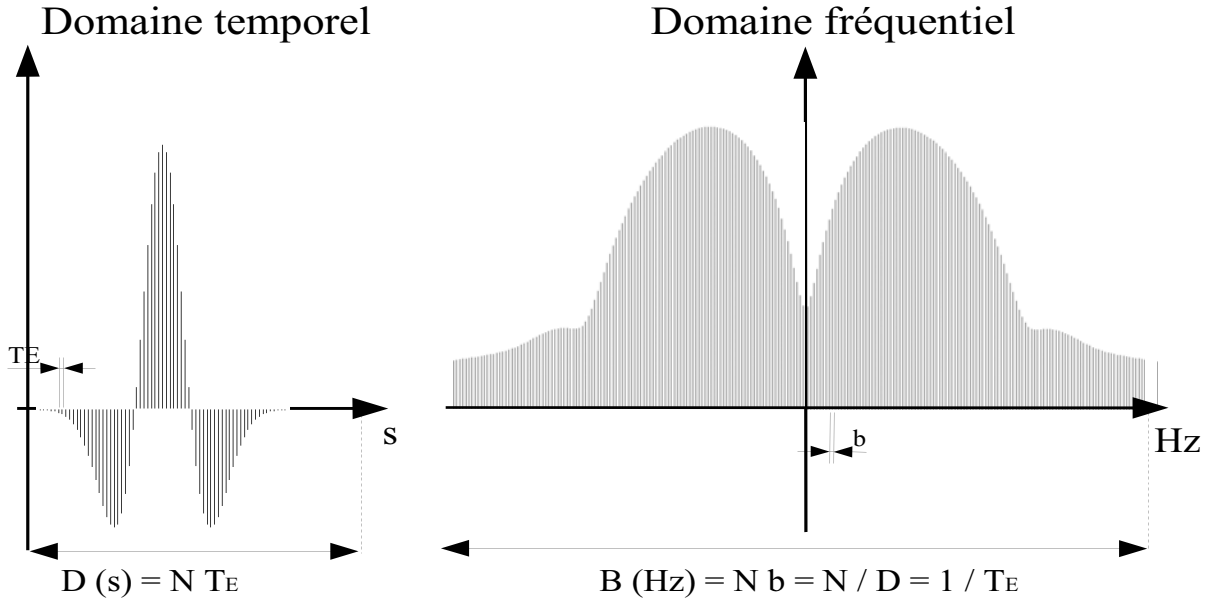


Figure IV.4 : relation entre les signaux échantillonnés dans le domaine temporel et fréquentiel.

La durée finie  $D$  du signal est vue comme une période d'un signal se répétant à l'infini. Il est donc naturel que la représentation fréquentielle de ce signal soit discrétisée en fréquence avec un pas  $b$  tel que :

$$b = \frac{1}{D} \quad (\text{IV.3})$$

Des expressions (IV.1) et (IV.3), on peut obtenir la relation entre pas temporel et pas fréquentiel, soit :

$$b = \frac{1}{D} = \frac{1}{N T_E} \quad (\text{IV.4})$$

Soit, en tenant compte de l'équation (IV.2), il vient :



$$b = \frac{B}{N} \quad (\text{IV.5})$$

L'équation (IV.1) indique que pour un signal d'une durée  $D$  fixée, le nombre d'échantillons  $N$  est inversement proportionnel à la période d'échantillonnage. De ce fait, l'équation (IV.4) montre également qu'à durée constante, ni le nombre de points, ni la période d'échantillonnage n'affectent le pas fréquentiel. Une méthode généralement utilisée pour diminuer ce pas  $b$  est alors de rajouter des zéros après le signal. L'addition de zéros augmente alors la durée du signal et de ce fait diminue le pas en fréquence, ce qui amène des tracés plus lisses. Cette technique sera utilisée lors des traitements des mesures qui ont été largement sur échantillonnées. Cependant, il faut garder à l'esprit que cette addition n'ajoute pas d'information au signal, mais donne seulement des tracés plus propres et faciles à interpréter.

La Transformée de Fourier d'un signal réel  $s(t)$ , donne en fréquence son spectre  $S(f)$  constitué d'une partie en fréquence positive (notée  $S^+(f)$ ) ainsi que son complexe conjugué en fréquences négatives ( $S^-(f)$ ). La partie du spectre à exploiter lors des traitements des mesures est bien entendu la partie concernant les fréquences positives. Cependant, l'obtention d'un signal réel  $s(t)$  lors de la reconstruction d'impulsion par Transformée de Fourier inverse nécessite l'utilisation des fréquences négatives du spectre (Figure IV.5).

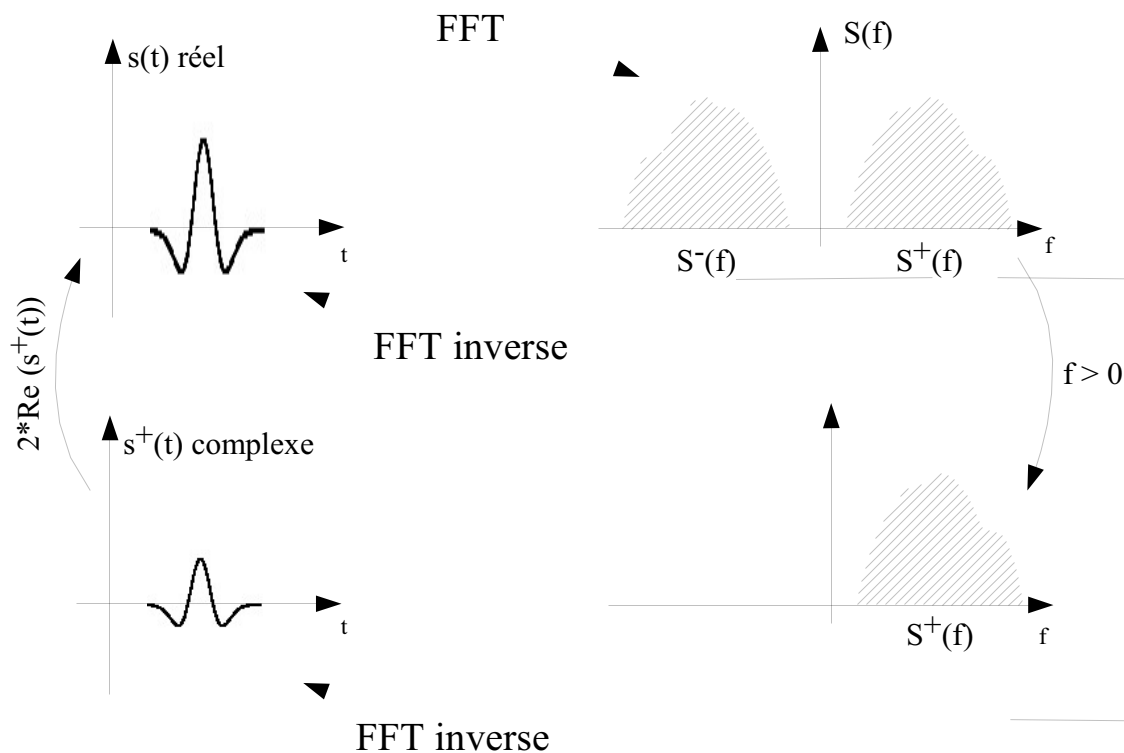


Figure IV.5 : reconstruction d'une impulsion réelle à partir des fréquences positives de son spectre.

Pourtant, il existe une propriété de la Transformée de Fourier inverse qui permet de retrouver le signal temporel à partir de l'unique contribution des fréquences positives du spectre. En effet, on obtient alors un signal temporel complexe, mais dont la partie réelle est d'amplitude moitié de celle du signal qui aurait été obtenu en utilisant la totalité du spectre. En effet, en partant de la définition de la transformée inverse :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \quad (\text{IV.6})$$

On peut séparer les fréquences positives et négatives :

$$s(t) = \int_{-\infty}^0 S(f) e^{j2\pi ft} df + \int_0^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \quad (\text{IV.7})$$

En changeant  $f$  en  $-f$ , il vient :

$$s(t) = \int_0^{\infty} S(-f) e^{-j2\pi ft} df + \int_0^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df \quad (\text{IV.8})$$

Or,  $s(t)$  étant réel, on peut écrire [IV-2] :

$$s(t) = \int_0^{\infty} S^*(f) e^{-j2\pi ft} df + \int_0^{\infty} S(f) e^{j2\pi ft} df = (s^+(t))^* + s^+(t) \quad (\text{IV.9})$$

où  $(s^+(t))^*$  est la contribution temporelle due aux fréquences négatives du spectre et  $s^+(t)$  est la contribution temporelle due aux fréquences positives du spectre.

On voit ainsi que pour obtenir le signal reconstruit  $s(t)$  à partir de l'unique contribution des fréquences positives du spectre, il convient d'effectuer le calcul suivant :

$$s(t) = 2\text{Re}(s^+(t)) \quad (\text{IV.10})$$

Cette méthode sera utilisée pour reconstruire les impulsions rayonnées par les antennes, connaissant leurs fonctions de transfert et les signaux qui leur sont appliqués.

#### IV.1.2.2 Modélisation du canal de propagation

Le protocole utilisé lors des mesures temporelles a permis d'isoler l'effet des antennes et du canal de propagation des autres éléments de la chaîne de mesure. Ainsi, les données récoltées sont constituées d'impulsions dites de calibration tenant compte uniquement des composants du banc impulsif, et d'impulsions tenant compte de tout l'ensemble antennes, canal et banc. Lors des traitements de ces mesures, il restera donc à dissocier l'effet des antennes de celui du canal de propagation. Pour cela, il est nécessaire de modéliser l'effet de la propagation sur les impulsions.

Lors des mesures, des dispositions ont déjà été prises afin de simplifier cette modélisation. Ainsi, les antennes ont été placées en chambre anéchoïque afin de s'affranchir de tous les trajets multiples. Le canal de propagation se limite donc au trajet direct inter-antennes, ce qui permet une caractérisation simple à l'aide des formules de Friis. L'atténuation entre la puissance reçue  $P_R$  par l'antenne de réception à une distance  $d$  et la puissance émise  $P_E$  par la source est égale à :

$$\frac{P_r}{P_E} = \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{IV.11})$$

Soit une fonction de transfert en dB pour le canal :

$$FT_{CANAL} = 20 \log\left(\frac{c}{4\pi f d}\right) \quad (\text{IV.12})$$

Le déphasage imputable au canal est égal à celui d'une onde plane se propageant sur une distance  $d$  :

$$\Phi_{CANAL} = -\frac{2\pi f d}{c} \quad (\text{IV.13})$$

Les formules de Friis sont habituellement utilisées pour établir des bilans de liaison en puissance pour des signaux bande étroites se propageant en espace libre. Or ici, ces formules s'appliquent à des signaux ultra large bande ce qui implique tout d'abord que l'atténuation ainsi que le déphasage soient fonctions de la fréquence. Ensuite, les signaux mesurés sont des tensions et non des puissances : le format de calcul des modules en décibels évite cette différenciation. Une représentation de la fonction de transfert du canal de propagation de 100 MHz à 10 GHz et à une distance  $d$  fixée est présentée en Figure IV.6.

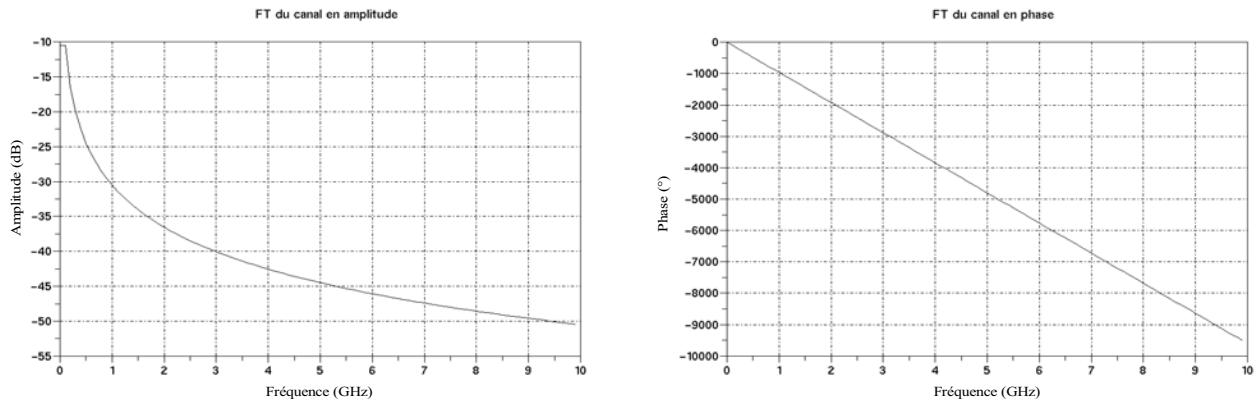


Figure IV.6 : fonction de transfert modélisée du canal de propagation en trajet direct pour  $d = 0,8$  m

#### IV.1.2.3 Calcul de la fonction de transfert des antennes

Le protocole appliqué lors des mesures temporelles a permis d'obtenir des impulsions affectées par l'ensemble antennes et canal de propagation à comparer à celles issues de la chaîne d'émission. De plus, l'environnement de mesures en chambre anéchoïque a facilité la modélisation du canal de propagation en fonction de la distance inter-antennes. Le but des traitements appliqués à ces données est de remonter à la fonction de transfert des antennes. Pour cela, l'ensemble des deux antennes a été considéré comme un filtre dans la chaîne de mesures après passage dans le domaine fréquentiel par Transformée de Fourier Rapide (FFT). En effet, le travail dans le domaine fréquentiel permet de simplifier les calculs en appliquant des multiplications plutôt que des produits de convolution entre les éléments considérés.

La Figure IV.7 représente l'ensemble des traitements appliqués aux impulsions mesurées ainsi que la bilan de liaison qui a été considéré entre l'impulsion « injectée » (c'est à dire sans l'effet des antennes et du canal) et l'impulsion « reçue » (qui en tient compte). L'impulsion nommée « Pulse Tx » représente la tension mesurée déformée par l'ensemble des composants du banc impulsif. Le « Pulse Rx » correspond à la tension après passage dans les antennes et le canal de propagation. Le « Pulse Tx » est échantillonné sur 4096 points avec un pas temporel de 0,4 ps, ce qui représente une fenêtre temporelle d'un peu plus de 1,6 ns. Dans le domaine fréquentiel, cela implique une « résolution » de 610 MHz, ce qui est peu compte tenu de la largeur de la bande d'étude limitée à 10 GHz. Ainsi, la FFT de ce signal ne sera décrite que par 16 points sur la bande d'étude et présentera par conséquent un tracé très accidenté. De plus, le pas temporel pouvant varier d'une mesure à l'autre selon la taille de la fenêtre d'affichage choisie à l'oscilloscope, il est convenu de fixer une durée d'écoute  $D$  constante par rajout de zéros à toutes les mesures. La largeur de cette fenêtre temporelle est fixée à 10 ns afin d'obtenir un pas en fréquence de 100 MHz, ce qui est suffisant pour que les courbes de FFT soient lissées. Un pas fixe pour toutes les FFT traitées permettra également de faciliter et de normaliser les calculs des fonctions de transfert dans différentes configurations. Les résultats obtenus sont alors placés sous forme de module et argument des spectres des tensions « injectée » ( $S_{tx}(f)$ ) et « reçue » ( $S_{rx}(f)$ ).

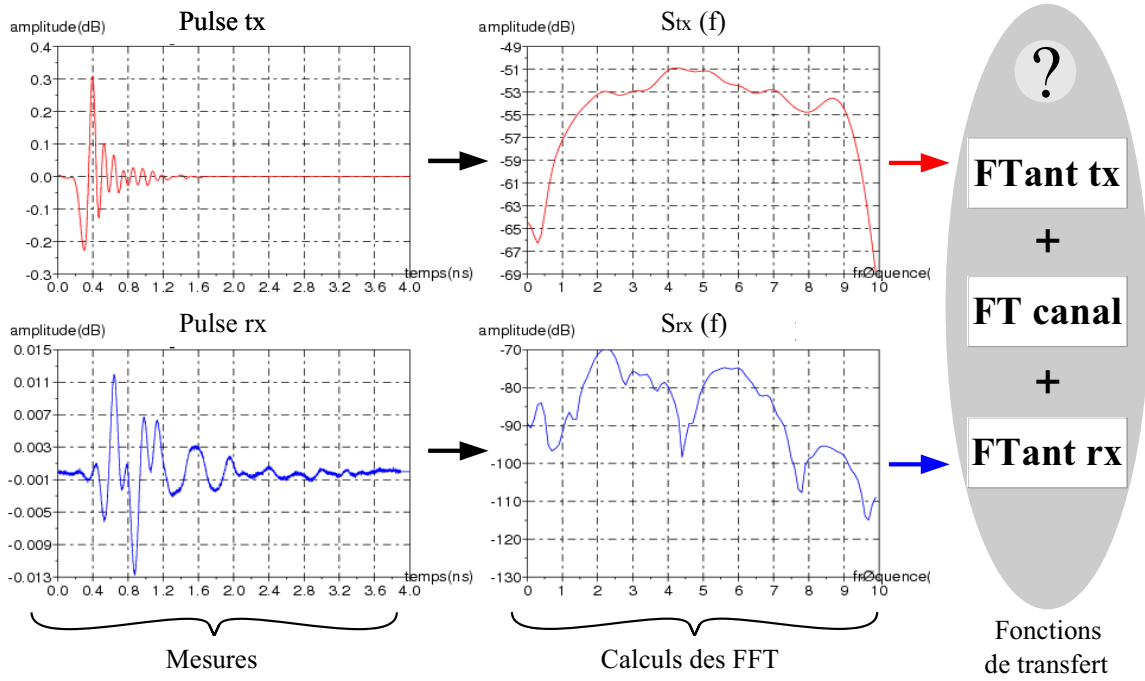


Figure IV.7 : schéma explicatif des traitements appliqués aux mesures temporelles (module en dB)

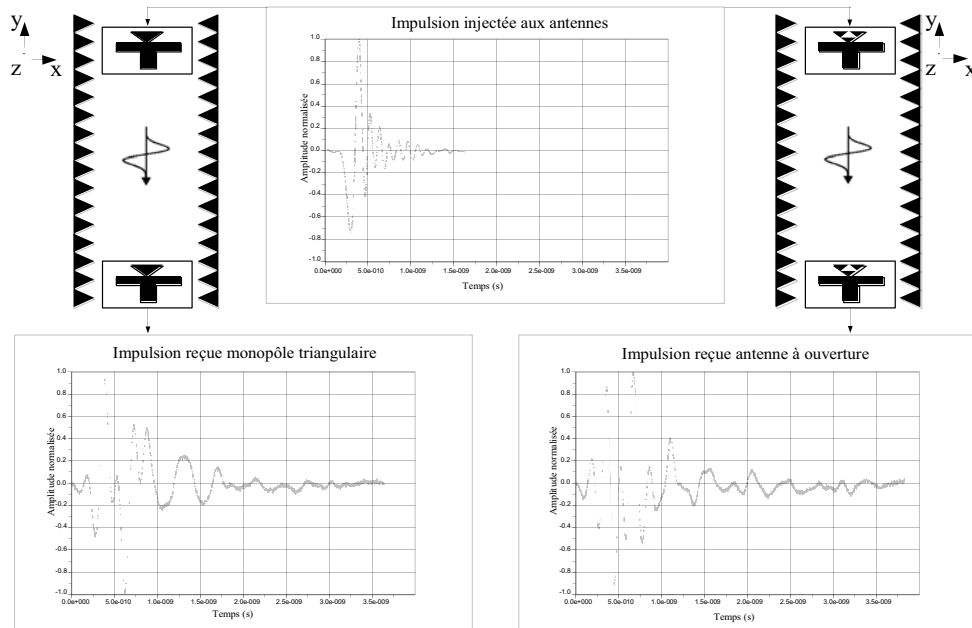
La différence existant entre la Transformée de Fourier de l'impulsion « injectée »  $S_{tx}(f)$  et celle de l'impulsion « reçue »  $S_{rx}(f)$  n'est alors imputable qu'à l'ensemble antennes et canal de propagation. Ce dernier ayant été modélisé en amplitude et phase en fonction de la fréquence à une distance inter-antennes  $d$  donnée, il est alors aisé de remonter à la fonction de transfert  $FT_{txrx}(f)$  des deux antennes par la relation :

$$FT_{txrx}(f) = \frac{S_{rx}(f)}{S_{tx}(f) \cdot FT_{canal}(f)} \quad (IV.14)$$

#### IV.1.2.4 Résultats obtenus

Les résultats présentés ici ont été obtenus lors de la première campagne de mesures effectuée en collaboration avec le CEA-LETI de Grenoble. Elles ont été effectuées avant la mise en place d'un véritable banc de mesures temporelles dans ces locaux ce qui a limité certains aspects comme la bande passante et la distance inter antennes. Cependant, les résultats sont exploitables et constituent une base suffisante pour valider l'approche de caractérisation des antennes.

Les mesures ont donc été effectuées avec les monopôles triangulaires et les antennes à ouverture triangulaire présentées au chapitre précédent. La bande de fréquence utilisée est de 2 à 8 GHz et les distances inter antennes comprises entre 60 et 80 cm. Afin d'avoir la même contribution des deux antennes, nous nous sommes donc placés dans le cas où elles sont dans une position identique l'une par rapport à l'autre.



**Figure IV.8 : impulsions mesurées sans l'effet des antennes, puis reçues dans le cas du monopôle triangulaire et de l'antenne à ouverture.**

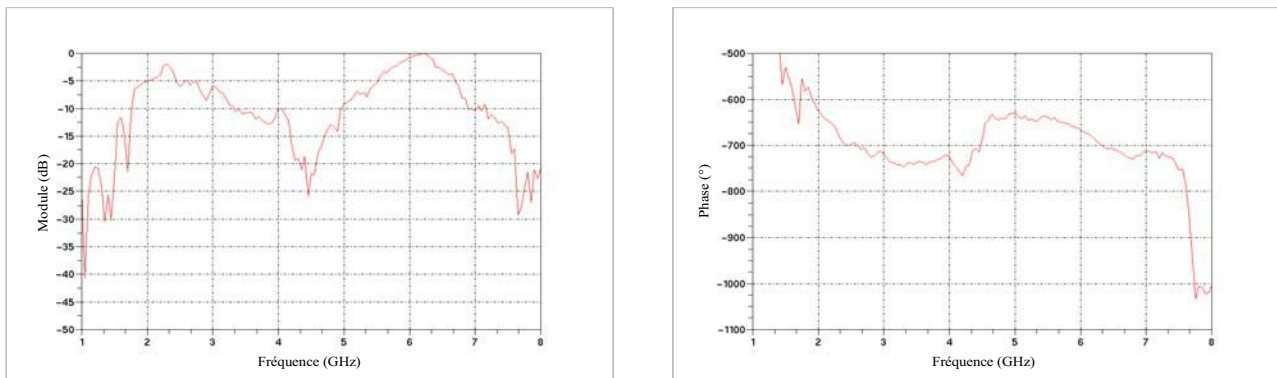
La Figure IV.8 présente les impulsions avec et sans l'influence des antennes, c'est à dire les signaux mesurés qui ont servi de base aux traitements. Ces impulsions ont été normalisés afin de pouvoir comparer leur forme sans notion d'amplitude. Il faut garder à l'esprit que les impulsions « d'arrivée » tiennent compte de l'effet de l'ensemble des deux antennes et du canal de propagation. Il ne s'agit donc pas de la réponse impulsionnelle de l'antenne. De plus, la direction principale de propagation est suivant l'axe  $z$  pour les antennes. Il s'agit d'une direction de rayonnement caractéristique présentant un creux à une fréquence précise, ce n'est donc pas celle où le comportement temporel de l'antenne est le meilleur.

On peut tout d'abord remarquer sur cette figure que la déformation subie par l'impulsion diffère d'une antenne à l'autre. Cela signifie donc que les deux antennes ne se comportent pas exactement de la même façon dans cette direction. L'antenne à ouverture semble présenter plus d'oscillations de fortes amplitude, mais moins étalées dans le temps que le monopôle triangulaire. Globalement, leur dispersion reste équivalente puisque l'ensemble émission et réception augmente la largeur à -20 dB du signal émis d'un facteur trois (1,5 ns pour la « fractale » et 1,6 ns pour le monopôle pour une impulsion de départ de 0,5 ns). Cet étalement peut paraître élevé mais il convient de relativiser ce résultat du fait qu'il a été obtenu dans une direction de propagation peu avantageuse et que la bande passante de l'impulsion à émettre (1,5 à 7,5 GHz à -3dB) est supérieure à celle des antennes.

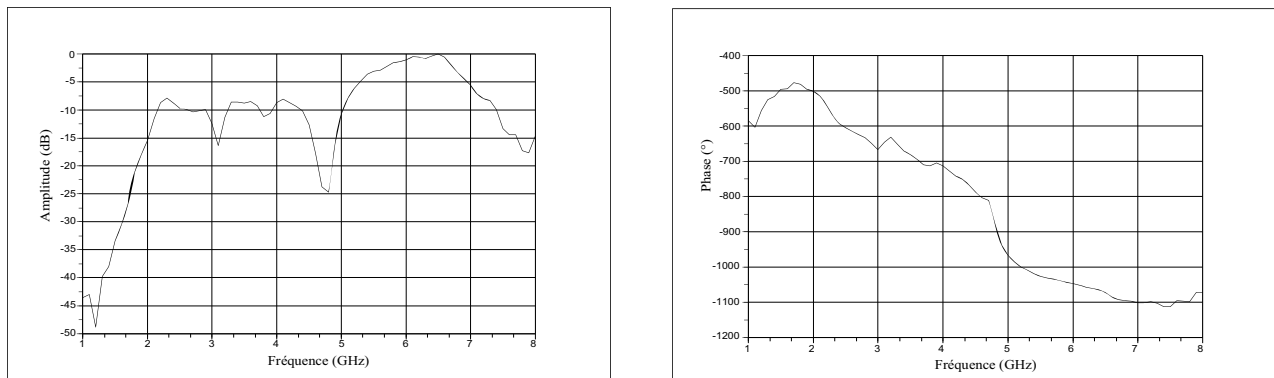
De ces données recueillies lors de la campagne de mesures, il est possible de remonter à la fonction de transfert des antennes dans la direction de rayonnement, soit ici suivant l'axe  $z$ . Les traitements utilisés sont ceux décrits en IV.1.2.3. Les fonctions de transferts calculées pour le monopôle triangulaire et l'antenne à ouverture sont présentées en amplitude normalisée et phase sur la Figure

IV.9 et la Figure IV.10. Elles prennent en compte l'influence des antennes d'émission et réception.

En terme de module, les fonctions de transfert des deux antennes sont assez proches et présentent une baisse d'amplitude à 4,5 et 8 GHz. Cela traduit le fait que dans cette direction, ces deux fréquences seront mal rayonnées et que leurs composantes dans le spectre des impulsions reçues seront fortement affaiblies. En comparant la fonction de transfert de l'antenne à ouverture triangulaire avec celle du monopole simple, on peut également remarquer que les basses fréquences présentent de moins bonnes amplitudes au profit des fréquences au delà de 5 GHz.



**Figure IV.9 : fonction de transfert obtenue en module et phase pour les deux antennes monopôles triangulaires**



**Figure IV.10 : fonction de transfert obtenue en module et phase pour les deux antennes à ouverture triangulaire**

Concernant la phase des fonctions de transfert, cette donnée informe sur le retard temporel pris par les composantes du spectre au sein des antennes. Idéalement, un retard constant  $\tau$  quelle que soit la fréquence indiquerait que les antennes ne dispersent pas les impulsions et qu'elles n'infligeraient à l'ensemble du signal qu'un simple décalage dans le temps. Pour la phase de leur fonction de transfert cela se traduirait par une droite de pente  $-2\pi\tau$ . Les courbes de phase obtenues ici pour les antennes mesurées ne sont pourtant pas linéaire. Ainsi, on peut noter des sauts de phase apparaissent aux mêmes fréquences que les creux d'amplitude. Cependant, ces discontinuités ne peuvent être considérées comme un signe important de dispersiveité pour les antennes car elles ne traduisent pas une réalité physique. En effet, un saut de phase positif indique un retard  $\tau$  négatif pour la fréquence considérée, c'est à dire une avance dans le temps. Il convient donc de s'attacher essentiellement à vérifier la linéarité des courbes de phase en dehors de ces discontinuités. On peut alors noter que sur

la globalité de leur bande passante (de 3 à 8 GHz), les phases des fonctions de transfert présentent des pentes relativement constantes, hormis au-delà de 7 GHz pour l'antenne à ouverture. Pour les campagnes de mesures suivantes, l'information sur la phase des fonctions de transfert sera présentée sous la forme de temps de groupe en fonction de la fréquence, afin de mieux visualiser le comportement des antennes.

### IV.1.3 Validation des résultats

Afin de pouvoir valider la méthode de caractérisation temporelle des antennes ULB, il était nécessaire de confirmer les premiers résultats obtenus. Différents critères ont alors été nécessaires. Tout d'abord, les niveaux des fonctions de transfert ont été comparés avec le gain des antennes dans la même direction. La vérification de la bonne caractérisation des antennes a également nécessité d'obtenir les mêmes fonctions de transfert à partir de différentes configurations de mesures. Enfin, la fonction de transfert calculée devait permettre de reconstruire l'impulsion reçue, connaissant celle appliquée à l'antenne d'émission.

#### IV.1.3.1 Gain de l'antenne

L'amplitude de la fonction de transfert des antennes représente le rapport entre les niveaux du signal reçu et du signal transmis, sans l'influence du canal de propagation. Il représente donc l'évolution du gain en fréquence de l'ensemble antenne d'émission et antenne de réception dans une direction donnée. Il est donc possible de valider les niveaux obtenus en les comparant avec le gain de deux antennes simulé et mesuré à différentes fréquences dans cette direction.

La Figure IV.11 présente cette comparaison dans la direction z pour le monopôle triangulaire (a) et l'antenne à ouverture (b). Les gains mesurés dans cette direction sont représentés sous forme de points afin d'éviter les erreurs d'interpolation. La concordance des résultats est satisfaisante compte tenu du fait qu'ils tiennent compte des contributions des deux antennes, ce qui augmente les erreurs de précision dues principalement au positionnement des antennes.

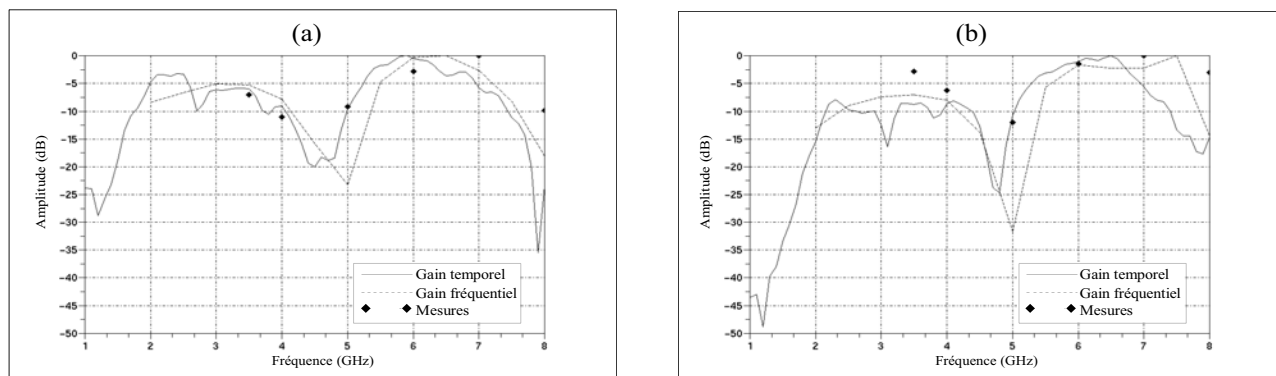


Figure IV.11 : évolution du gain normalisé dans la direction z, mesuré en temporel, simulé et mesuré en fréquentiel pour deux monopoles triangulaires (a) et deux antennes à ouverture (b)



### IV.1.3.2 Résultats issus de différentes configurations

La fonction de transfert des antennes étant censé caractériser leur comportement en fréquence, il semble alors naturel d'obtenir les mêmes résultats quel que soit le type de canal ou de signal transmis. Aussi, plusieurs mesures ont été effectuées en conservant les antennes dans la même position : la distance inter-antennes a tout d'abord été augmentée de 62 à 79 cm, et trois impulsions différentes ont été générées et transmises aux antennes.

La Figure IV.12 présente les fonctions de transfert obtenues lorsque le canal de propagation est changé. En trajet direct, on ne peut modifier que la distance inter-antenne pour obtenir un canal de propagation différent. Les résultats obtenus à 62 et 79 cm concordent parfaitement, ce qui permet de conclure de la bonne modélisation du canal lors des traitements.

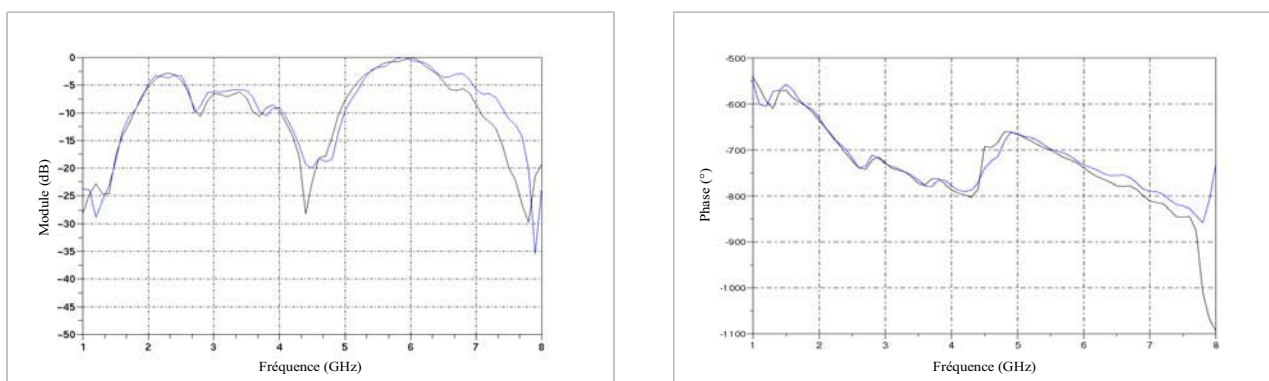


Figure IV.12 : fonctions de transfert obtenues à partir de la même impulsion à  $d = 62$  cm (tracé noir), et  $d = 79$  cm (tracé bleu)

La Figure IV.13 contient les fonctions de transfert calculées pour le monopôle triangulaire à partir de trois impulsions différentes. La première impulsion est celle utilisée et décrite dans les paragraphes précédents. La seconde possède un spectre peu modifié mais une largeur de bande augmentée vers les basses fréquences. La troisième impulsion est sensiblement différente et présente une bande passante plus étroite, de 2 à 6 GHz mais privilégiant fortement les basses fréquences. Son spectre a été déformé de façon à obtenir un signal ne possédant pas forcément la même bande que les antennes et ainsi pouvoir considérer que celles ci se comportent de la même façon quelle que soit l'impulsion à transmettre. Les résultats obtenus sont très satisfaisants puisque les fonctions de transfert d'antennes sont les mêmes pour les trois impulsions. On peut alors considérer que ces fonctions de transfert caractérisent bien le comportement en fréquence suivant  $z$  des monopôles triangulaires.

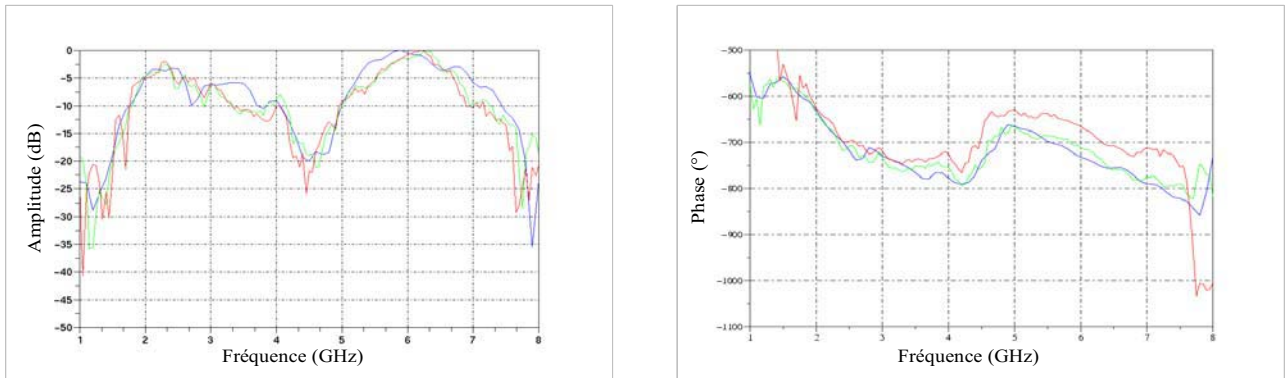


Figure IV.13 : fonctions de transfert obtenues à partir de trois impulsions différentes

#### IV.1.3.3 Reconstruction de l'impulsion reçue

Une dernière vérification a consisté à reconstruire l'impulsion reçue par l'antenne de réception connaissant celle appliquée à l'antenne d'émission et la longueur du canal de propagation. Afin d'éviter de se retrouver dans un cas trivial, la comparaison s'est effectuée en utilisant une fonction de transfert obtenue lors d'une autre configuration de mesure que celle servant de comparaison.

Il a été nécessaire de filtrer la fonction de transfert utilisée en dehors de la bande passante de l'antenne pour limiter le niveau de bruit lors de la reconstruction. En effet, la fonction de transfert des antennes étant calculée en faisant le rapport du spectre de l'impulsion de départ et de celle d'arrivée, lorsque les deux possèdent des niveaux équivalents hors bande passante, les niveaux de la fonction de transfert obtenue sont artificiellement élevés. Ce problème peut être évité en utilisant une impulsion de largeur de bande supérieure à celle de l'antenne. Après filtrage, les résultats de reconstruction présentés en Figure IV.14 sont satisfaisants.

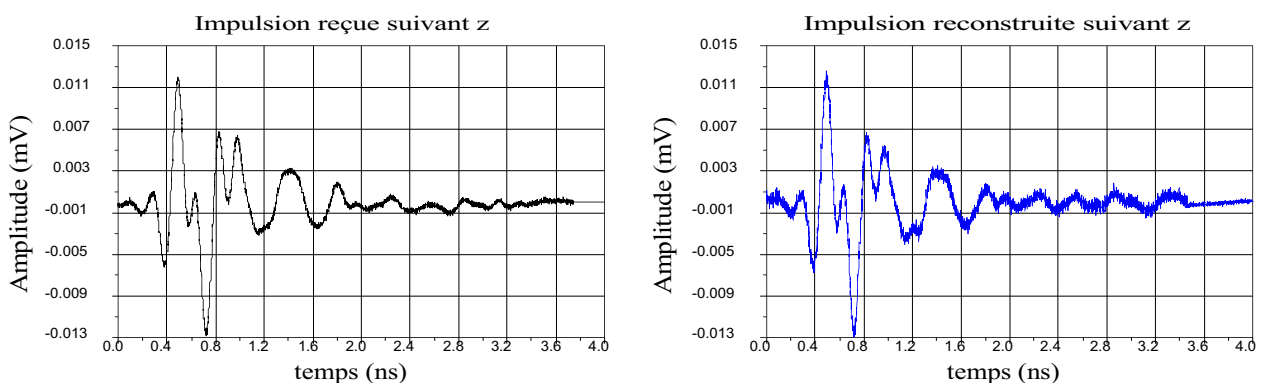


Figure IV.14 : comparaison de l'impulsion reçue et de celle reconstruite à partir de la fonction de transfert de l'antenne suivant z

## IV.2 Campagne de mesures dans différents plans

### IV.2.1 Banc de mesure temporel du CEA-LETI

Cette seconde série de mesures a été effectuée au CEA-LETI sur un tout nouveau banc de mesure temporel Ultra Large Bande. La chaîne de mesure est composée d'un générateur d'impulsions (Picosecond 4050B) et d'un oscilloscope à échantillonnage (Tektronix CSA8000). Le générateur délivre un front de 50 ps qui est ensuite filtré afin d'obtenir un signal très large bande (entre 2 et 12 GHz) excitant l'antenne d'émission. Côté récepteur, le signal est préalablement amplifié avant numérisation par l'oscilloscope. Ces mesures temporelles nécessitent une phase de calibrage permettant de déconvoluer l'effet des composants de réception. Ce calcul est mené dans le domaine fréquentiel [IV-3] sous MATLAB®. Ces mesures d'antennes sont réalisées dans une cage de Faraday anéchoïque (Figure IV.15). L'orientation de l'antenne sous test est contrôlée par un plateau tournant dont le pilotage est entièrement automatisé. L'antenne étalon est maintenue fixe en émission, tandis que l'orientation de l'antenne à mesurer est connue avec une précision de  $0,1^\circ$ . La distance inter-antenne a varié selon les mesures de 90 à 125 cm.

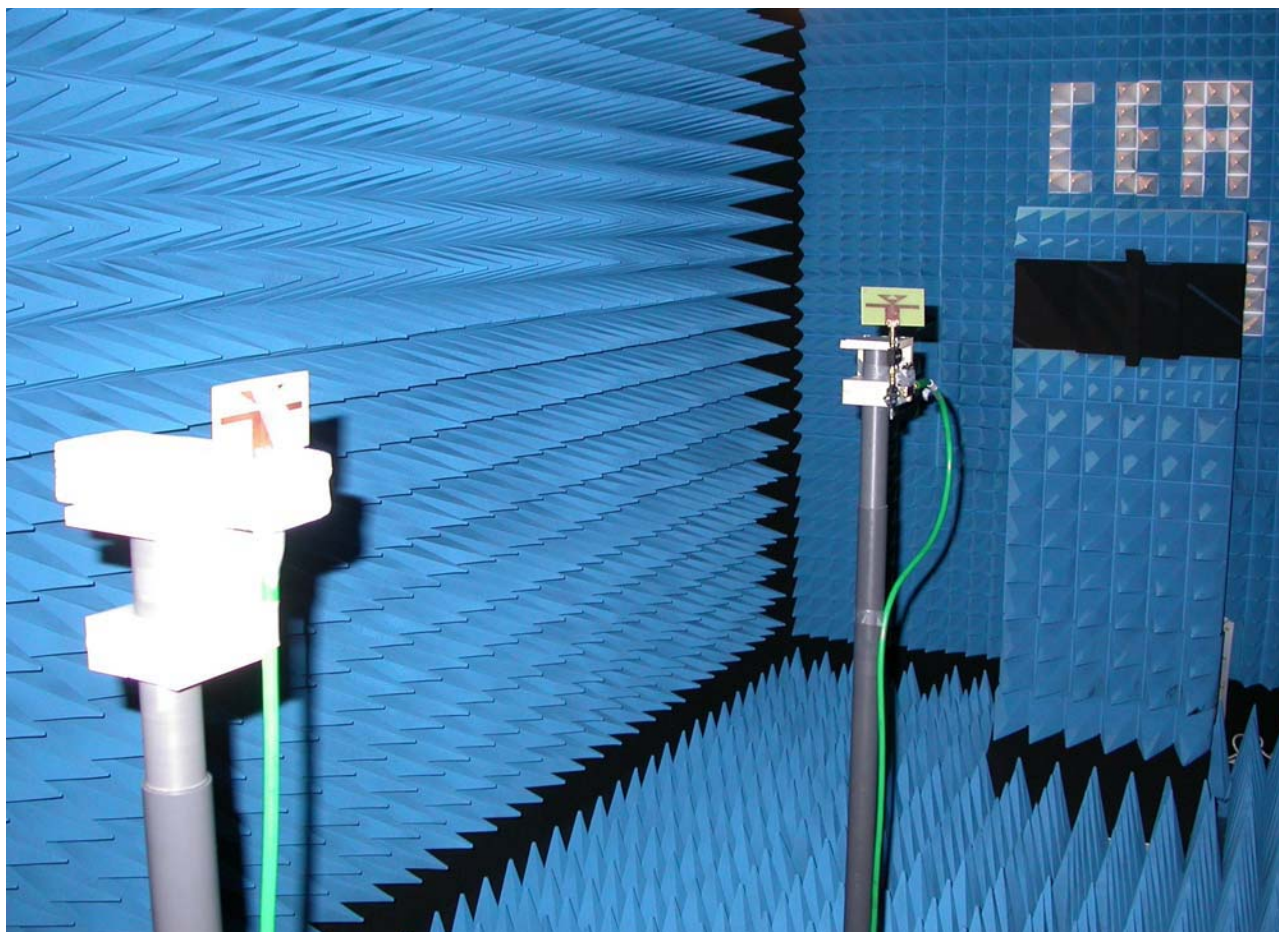


Figure IV.15 : cage de Faraday anéchoïque du CEA-LETI utilisée pour les mesures temporelles

### IV.2.2 Isolation de la caractérisation d'une antenne

La première série de mesures temporelles a permis de valider une approche de caractérisation de l'ensemble antenne d'émission /antenne de réception en terme de fonction de transfert. A présent, le but de cette nouvelle campagne est de caractériser l'antenne dans différentes directions et suivant plusieurs plans de rayonnement. Il convient donc de choisir le moyen le plus pertinent de représenter le comportement des antennes. Ensuite, il s'agit de trouver la meilleure méthode de mesure permettant de caractériser uniquement l'antenne sous test, tout en minimisant les erreurs expérimentales.

#### IV.2.2.1 Fonction de transfert en émission

Afin de pouvoir isoler l'effet d'une seule antenne lors des traitements des mesures impulsionnelles, il convient d'obtenir la fonction de transfert de l'antenne à l'émission  $FT_{tx}$ . Celle-ci se déduit de la fonction de transfert  $FT_{txrx}$  de l'ensemble antenne d'émission /antenne de réception calculée précédemment.

De nombreuses publications décrivent une relation de dérivation entre la réponse impulsionnelle d'une même antenne en émission et en réception. Les travaux de C. E. Baum [IV-4], semblent faire office de référence en la matière. Ils apportent une base théorique à cette différence de comportement de la même antenne selon qu'elle émette ou reçoive un signal. Sous la condition que deux dipôles électriquement petits soient suffisamment éloignés l'un de l'autre, il met en lumière une relation de dérivation existant entre émission et réception. Il utilise alors le théorème de réciprocité pour démontrer dans le cas général qu'il existe une dépendance en  $\omega$  entre la fonction de transfert d'une antenne en émission et celle en réception, traduisant ainsi un effet de dérivation.

Cette relation de dérivation temporelle, déduite du théorème de réciprocité de Lorentz, aboutit pour Kunish et Pamp [IV-5] à un résultat identique que celui proposé par Sibille et Roblin [IV-6], soit :

$$2j\omega FT_{rx}(-\hat{k}, \omega) = c_0 FT_{tx}(\hat{k}, \omega) \quad (IV.15)$$

D'où :

$$FT_{tx}(\hat{k}, \omega) = j \frac{4\pi}{\lambda} FT_{rx}(-\hat{k}, \omega) \quad (IV.16)$$

De ces relations découle le fait qu'une antenne « idéale » en émission, c'est à dire présentant une fonction de transfert dont le module serait égal à 1 sur tout le spectre de l'impulsion (donc omnidirectionnelle) et dont la phase serait linéaire sur cette bande de fréquence, ne serait pas idéale en réception [IV-5][IV-7].

En effet, cette dernière intègre alors l'impulsion reçue en appliquant à son spectre une pente de -6dB par octave, due à la relation entre le gain d'une antenne et son aire d'absorption  $A_e$  :

$$A_e(f) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(f) \quad (\text{IV.17})$$

Ainsi, une antenne idéale en réception serait une antenne dont la surface effective serait constante, c'est à dire dont l'augmentation du gain en fréquence compenserait cette baisse. Une antenne directive semble alors la mieux appropriée. Une inversion des deux antennes « idéales » (omnidirectionnelle en réception et directive en émission) n'aurait pas de conséquences en terme de bilan de liaison. Cependant, elle obligerait à tenir compte de l'augmentation du gain de l'antenne d'émission pour ne pas dépasser les limites d'émission fixées par la FCC dans le canal. En ce sens également, l'utilisation d'une antenne directive se justifie davantage en réception.

Schantz [IV-8] a également proposé un schéma représentant un bilan de liaison tenant compte des caractéristiques de différents types d'antennes placées en émission et réception. Il n'évoque pourtant pas la notion de fonction de transfert, mais uniquement l'évolution de leur gain en fréquence. Il rappelle cependant que la pente en  $1/f^2$  de la puissance reçue, attribuée à un effet d'intégration de l'antenne en réception en ULB, est plus communément connu sous le nom de pertes dans le canal de propagation. En effet, en modélisant l'atténuation du canal à l'aide des formules de Friis, et en identifiant son déphasage à celui d'une onde plane, nous avons, en tension, la relation suivante :

$$\frac{S_{rx}(f)}{S_{tx}(f)} = \frac{\lambda}{4\pi d} \cdot e^{\frac{-j2\pi d}{\lambda}} \cdot H_{txrx} \quad (\text{IV.18})$$

avec  $S_{tx}(f)$  le spectre de l'impulsion émise,  $S_{rx}(f)$  celui de l'impulsion reçue,  $d$  la distance inter-antenne, et  $H_{txrx}$  la fonction de transfert de l'ensemble des deux antennes d'émission et de réception mesurée.

Or, en identifiant avec la définition donnée en [IV-6] :

$$h_{21} = \frac{S_{rx}(f)}{S_{tx}(f)} = \frac{e^{-jkd}}{d} H_1^t \cdot H_2^r = \frac{e^{-jkd}}{d} \left( \frac{-j\lambda}{4\pi} \right) H_1^t \cdot H_2^t \quad (\text{IV.19})$$

Il vient :

$$H_{txrx} = -j \cdot H_1^t \cdot H_2^t \quad (\text{IV.20})$$

Soit, dans notre cas, avec la même antenne en émission et en réception :

$$H_{txrx} = -j(H_{tx})^2 \quad (\text{IV.21})$$

On voit ici qu'en utilisant la formule de Friis pour modéliser le canal de propagation, la dépendance en  $\omega$  entre la fonction de transfert de l'antenne en émission et en réception est comprise dans la modélisation du canal. De cette manière, nous ne mesurons que la contribution du gain en émission et réception. Pour obtenir la fonction de transfert de l'antenne en réception, il nous faudrait effectuer le calcul suivant :

$$H_{rx} = \left( \frac{-j\lambda}{4\pi} \right) \sqrt{j H_{txrx}} \quad (\text{IV.22})$$

Nous connaissons donc le moyen d'extraire la fonction de transfert d'une seule antenne à partir d'une mesure de la fonction de transfert de l'ensemble des deux antennes d'émission et de réception en modélisant le canal à l'aide de la formule de Friis. Nous pourrions donc, lors de cette série de mesures, étalonner une antenne en émission et déduire la fonction de transfert de l'antenne sous test dans différentes positions. La fonction de transfert en émission sera choisie pour présenter les résultats de caractérisation de l'antenne obtenus. En effet, ces données sont plus aisées à exploiter car le niveau des modules des fonctions de transfert en émission se ramènent aux diagrammes de rayonnement des antennes. En terme de phase, le choix s'est porté sur la représentation du temps de groupe imputable aux antennes, qui est plus représentatif de leur dispersion. Ainsi, si l'on a  $H_{tx}$  la fonction de transfert en émission de l'antenne :

$$H_{tx}(f) = A(\omega) e^{j\theta(\omega)} \quad (\text{IV.23})$$

Son temps de groupe sera donné par :

$$\tau_g = \frac{-d\theta(\omega)}{d\omega} \quad (\text{IV.24})$$

#### IV.2.2.2 Choix de l'antenne étalon

Différentes configurations de mesures temporelles permettent d'isoler l'effet d'une seule antenne sous test. La première, identique à une méthode de mesure fréquentielle, utilise à l'émission une antenne étalonnée dont le comportement connu est retiré lors des traitements. Cette technique implique donc une première série de mesures afin de bien caractériser l'antenne étalon. Il est cependant possible également d'utiliser l'antenne à tester à la fois en émission et en réception dans la même position pour chaque mesure. Ces différentes méthodes ont été utilisées et comparées afin de pouvoir définir celle à adopter.

- **Caractérisation des antennes étalons**



Il convient tout d'abord de mesurer les antennes qui serviront d'étalon lors des tests. Idéalement, on se sert pour cela d'une antenne ULB performante et bien connue (cornet, vivaldi, ...). On peut cependant envisager le cas où l'antenne à caractériser est la seule antenne ULB disponible. Dans ce cadre, deux antennes seront utilisées comme étalon :

- une antenne vivaldi,
- l'antenne à caractériser qui sera étalonnée dans une direction particulière.

L'antenne vivaldi utilisée est une antenne ETSA, optimisée par E. Guillon, développée au LEAT pour des applications d'imagerie micro-onde [IV-9]. Elle possède une très large bande passante et d'excellentes qualités de rayonnement d'impulsions, avec une position de centre de phase peu dépendante de la fréquence. Cette antenne a donc été préalablement étalonnée.

Afin de satisfaire au deuxième cas, il a ensuite été nécessaire d'étalonner l'antenne à caractériser dans une direction particulière, ici suivant  $z$ . Pour cela, différentes méthodes ont été employées :

- a – placer deux antennes identiques s'éclairant mutuellement suivant  $z$ ,
- b – placer l'antenne à étalonner en émission et une antenne vivaldi étalonnée en réception,
- c – placer l'antenne à étalonner en réception et une antenne vivaldi étalonnée en émission.

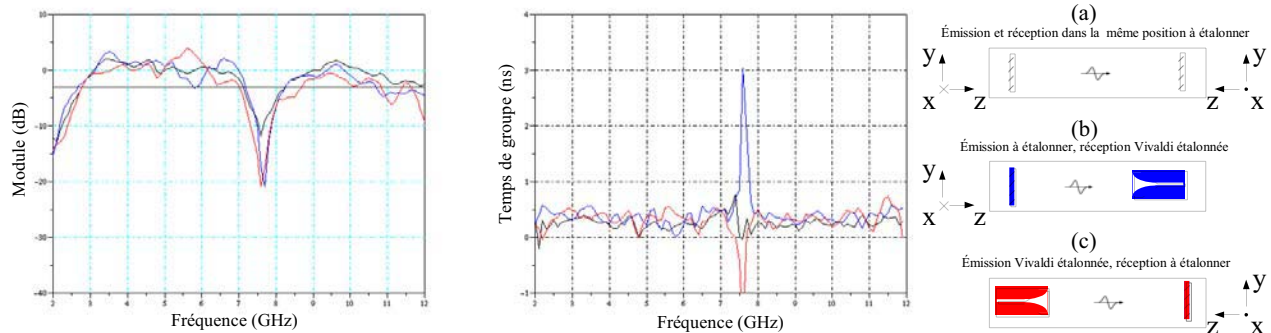


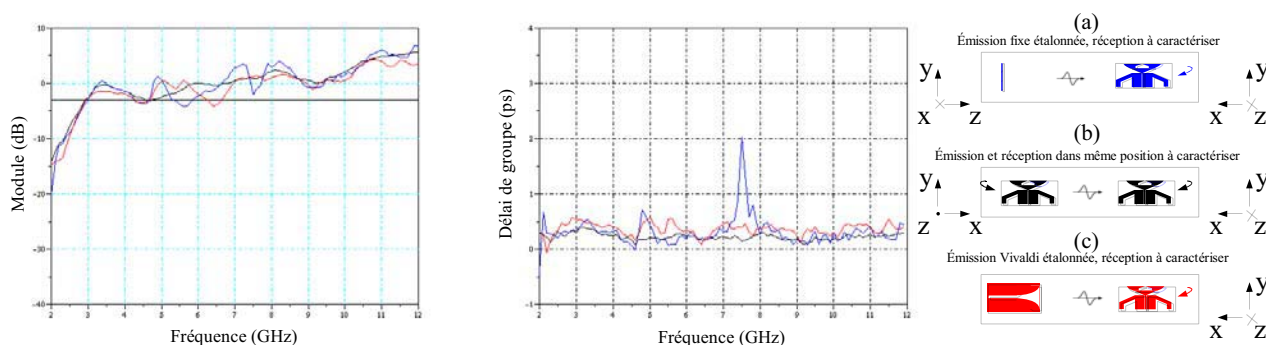
Figure IV.16 : résultats des différents étalonnages de l'antenne à caractériser suivant  $z$

Des résultats issus de différentes mesures d'étalonnage sont confrontés en Figure IV.16. Les amplitudes des résultats obtenus concordent, que deux antennes identiques soient utilisées ou qu'une antenne vivaldi étalonnée soit utilisée en émission ou en réception. Cependant, l'antenne présente un creux de rayonnement dans la direction  $z$  à 7,5 GHz, ce qui crée une discontinuité de phase de la fonction de transfert. Cela se traduit par un pic du temps de groupe à cette fréquence. Or cette discontinuité est de bien plus faible amplitude dans le cas (a). Cette méthode, pour laquelle la même antenne est utilisée en émission et en réception, est donc la moins précise en terme de phase. Sur le reste de la bande passante, l'accord entre les résultats obtenus à partir des différentes méthodes est satisfaisant.

#### • Choix de l'antenne étalon

Une fois l'antenne vivaldi et l'antenne sous test étalonnées dans une direction particulière, les différentes configurations de mesures peuvent être comparées. Trois configurations de mesures ont été envisagées :

- l'antenne préalablement étalonnée suivant z éclaire une antenne identique à caractériser dans plusieurs directions (Figure IV.17(a)),
- l'antenne à caractériser est placée à chaque mesure dans une position identique à l'émission et la réception (Figure IV.17(b)),
- l'antenne vivaldi étalonnée éclaire l'antenne à caractériser dans plusieurs directions (c).



**Figure IV.17 : résultats obtenus pour l'antenne sous test à partir des différentes configurations de mesure**

La Figure IV.17 présente les fonctions de transfert en émission obtenues pour l'antenne sous test éclairée suivant x. Dans ce cas également, les modules des fonctions de transfert obtenues coïncident, bien que les mesures utilisant des antennes étalonnées soient plus bruitées. Cela semble normal puisque les erreurs de mesures s'ajoutent aux possibles erreurs d'étalonnage. Mais c'est en terme de temps de groupe que les résultats sont le plus intéressants. En effet, on peut déduire des mesures avec l'antenne vivaldi, ou lorsque les deux antennes sont identiques, que l'antenne sous test ne présente pas de discontinuité de phase suivant x. Or, en utilisant comme étalon l'antenne étalonnée suivant z et possédant un pic de temps de groupe à 7,5 GHz, l'antenne sous test présente artificiellement une discontinuité de phase à cette fréquence. L'erreur est donc imputable à l'antenne étalonnée suivant z. On peut donc conclure qu'en cas d'utilisation d'une antenne étalon, celle-ci doit disposer d'une réponse en fréquence très linéaire afin de diminuer les erreurs de caractérisation en phase de l'antenne sous test. En cas d'absence d'antenne ULB performante et connue à utiliser comme étalon, il conviendra d'étalonner l'antenne sous test dans une direction où la stabilité de ses diagrammes en fréquence est la meilleure. Si le rayonnement de l'antenne n'est pas totalement connu, la méthode (b) semble la plus appropriée afin de minimiser les erreurs de caractérisation.

Les résultats obtenus à partir des différentes configurations imaginées ici indiquent que le protocole de mesure a une influence non négligeable sur la précision de la caractérisation de l'antenne sous test. Le placement systématique de l'antenne à mesurer dans une position identique en émission et réception évite la phase de calibration mais semble étonnamment atténuer les défauts de l'antenne.



L'utilisation d'une antenne étalon nécessite que celle-ci possède de bonnes qualités de stabilité de temps de groupe en fréquence, mais délivre des résultats fidèles si cette condition est vérifiée. Aussi, une antenne vivaldi fixe étalonnée en émission a été choisie et utilisée pour tout le reste de la campagne de mesures. Celle-ci possède une grande pureté de polarisation. Les résultats de fonction de transfert présentés ne prendront donc en compte que la composante principale du champ électrique de l'antenne sous test. Des mesures complémentaires en polarisation croisée auraient pu être menées afin d'obtenir les fonctions de transfert en gain en sommant les deux contributions.

### ***IV.2.3 Résultats***

Quatre des antennes présentées dans le chapitre précédent ont donc été mesurées en rayonnement d'impulsions et caractérisées en terme de fonction de transfert. Dans un souci de concision et de clarté, les résultats de chacune seront présentés sous la forme de diagrammes en 3 dimensions, permettant de visualiser à la fois les niveaux et l'évolution des caractéristiques des antennes selon leur orientation. Les mesures ont été effectuées dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  où leurs diagrammes sont omnidirectionnels, et  $\theta = 90^\circ$  pour lequel leur rayonnement est dipolaire. Dans le plan azimutal ( $\varphi = 0^\circ$ ), le canal a été mesuré de connecteur à connecteur. En élévation, l'antenne est désaxée lorsque  $\varphi$  augmente de  $-90^\circ$  à  $+90^\circ$ , ce qui fait varier la longueur du trajet inter-antennes. Cela a été compensé lors des traitements pour simuler une rotation autour de la base du triangle, et ainsi obtenir une évolution du temps de groupe cohérent dans ce plan également. L'augmentation de la durée d'écoute lors des mesures a permis d'obtenir un pas fréquentiel de 10 MHz, mais cette précision a fait ressortir de légères oscillations sur les phases de fonctions de transfert. Le temps de groupe qui en découle a de fait dû être filtré afin de mieux visualiser son évolution globale, moins bruitée par la mesure.

#### ***IV.2.3.1 Monopôle triangulaire***

Cette première antenne présente une fonction de transfert peu accidentée dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . Cependant, on peut constater sur la Figure IV.18 que les niveaux d'amplitude sont faibles notamment entre 3 et 5 GHz. Aux autres fréquences le module est principalement compris entre -4 et 2 dB hormis un creux dans la direction  $\theta = 0^\circ$  à 9,5 GHz. L'étude des résultats dans le plan  $\theta = 90^\circ$  permet d'en saisir la cause. En effet, il apparaît alors que l'antenne privilégie fortement les direction  $\varphi > 0^\circ$  jusqu'à 5 GHz.

En terme de temps de groupe, le plan  $\varphi = 0^\circ$  comporte des délais compris entre 0,1 et 0,3 ns sur la bande de 3 à 11 GHz malgré des pics à 0,4 ns aux alentours de 7 GHz. Ces résultats semblent vraisemblables étant donné que le retard imputable au guide d'onde coplanaire de 3 cm alimentant le triangle est d'environ 0,16 ns. En revanche, à 2 GHz et 12 GHz, ces temps de groupe atteignent voire dépassent 0,5 ns. Dans le plan  $\theta = 90^\circ$ , on constate à nouveau que l'antenne se comporte mieux dans les directions  $\varphi > 0^\circ$ . En effet, c'est pour  $\varphi$  compris entre 0 et  $50^\circ$  que l'antenne sera la

moins dispersive avec des temps de groupe variant peu dans ces directions. Au delà, l'antenne déformera davantage l'impulsion rayonnée puisqu'elle présente une forte variation du temps de groupe autour de 7 GHz et en haut de bande passante.

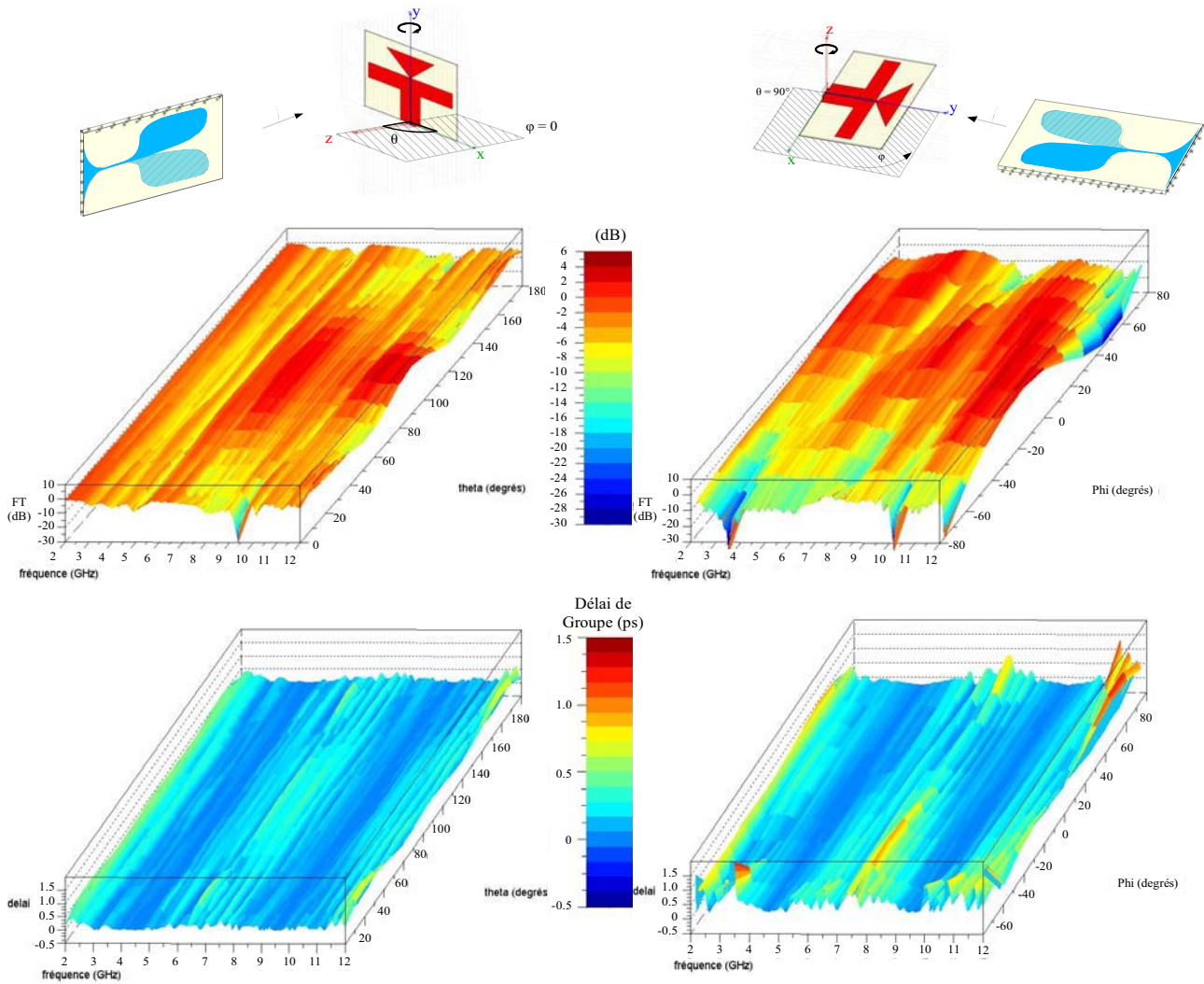


Figure IV.18 : fonctions de transfert et temps de groupe du monopole triangulaire dans les plans  $\phi = 0^\circ$ , et  $\theta = 90^\circ$

### IV.2.3.2 Monopôle triangulaire à fentes

Le monopôle triangulaire à fente présente une fonction de transfert plus accidentée que l'antenne précédente. En effet, elle possède un faible rayonnement à 6 GHz dans tout le plan  $\varphi = 0^\circ$  ainsi qu'un creux de forte amplitude à 11 GHz en  $\theta = 0^\circ$  et par symétrie  $180^\circ$ . Cependant, toutes les autres directions sont bien éclairées par l'antenne sur la bande de 3 à 10 GHz avec une amplitude comprise entre -3 et 3 dB (Figure IV.19). Les résultats obtenus dans le plan  $\theta = 90^\circ$  indiquent que le creux à 6 GHz n'apparaît plus pour des valeurs de  $\varphi > 0^\circ$ . En effet, l'antenne privilégie fortement ces directions au détriment des valeurs de  $\varphi$  négatives.

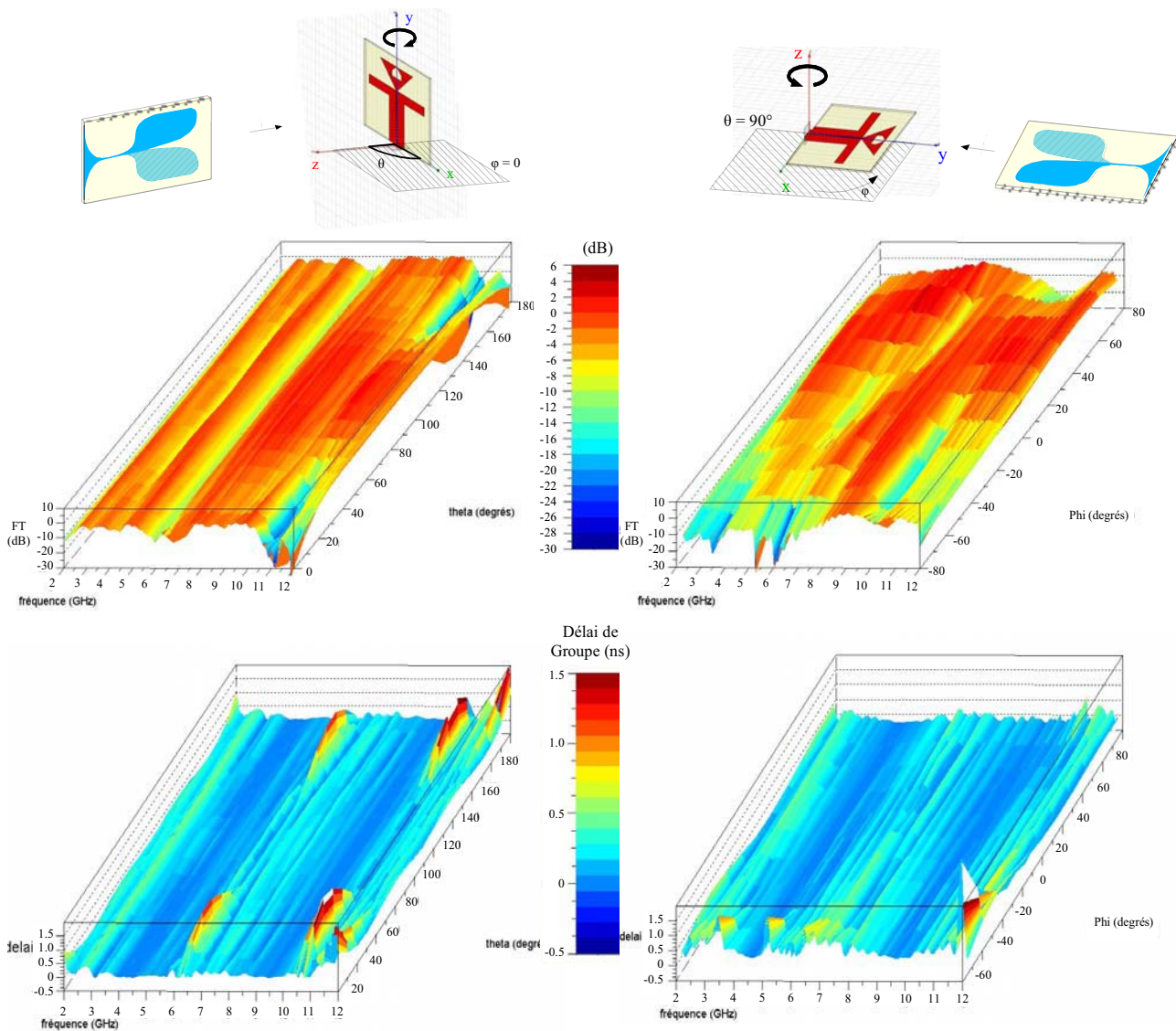


Figure IV.19 : fonctions de transfert et temps de groupe du monopôle triangulaire à fentes dans les plans  $\varphi = 0^\circ$ , et  $\theta = 90^\circ$

En terme de temps de groupe, les creux de rayonnement dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  s'accompagnent de sauts de phases et donc de pics de temps de groupe. Les variations au delà de 10,5 GHz sont hors de la bande WPAN. Mais l'antenne présente également de fortes valeurs de temps de groupe à 7 GHz, ce qui peut engendrer de la dispersion dans les directions concernées. Cependant, l'antenne semble présenter un bon comportement avec un délai de groupe variant entre 0,08 et 0,25 ns pour  $\theta$  compris entre  $60^\circ$  et  $120^\circ$ . Ces valeurs, inférieures à celles du monopôle triangulaire, sont plausibles étant donné que le retard imputable au guide d'onde coplanaire (longueur de 2,5 cm) de l'antenne est de l'ordre de 0,14 ns. Les retards de groupe calculés en élévation (plan  $\theta = 90^\circ$ ) indiquent que l'antenne possède un comportement peu dispersif sur la bande WPAN dans les directions  $\varphi > 0^\circ$  et  $< 50^\circ$ .

#### ***IV.2.3.3 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à $60^\circ$***

L'étude de cette antenne au chapitre précédent avait mis en lumière l'effet du repliement des plans de masses latéraux sur son rayonnement. En comparant les fonctions de transfert obtenues avec l'antenne précédente, le plan  $\varphi = 0^\circ$  présente des diagrammes moins perturbés et des niveaux légèrement supérieurs. Il subsiste des creux à 6,5 et 11,5 GHz, mais qui n'affectent pas tout le plan et demeurent aux alentours des directions  $\theta = 0^\circ$  (et  $\theta = 180^\circ$  par symétrie). Mais c'est dans le plan  $\theta = 90^\circ$  que les différences sont le plus flagrantes : ici, les diagrammes privilégient les directions où  $\varphi$  est négatif.

En terme de temps de groupe, les améliorations apportées au rayonnement dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  sont également sensible. Hormis les pics au delà de 11 GHz, les directions montrant de fortes variations sont limitées, et le temps de groupe varie peu pour des valeurs de  $\theta$  allant de  $40^\circ$  à  $140^\circ$ . Dans le plan  $\theta = 90^\circ$ , les meilleurs résultats sont bien entendu obtenus pour des valeurs de  $\varphi$  négatives.

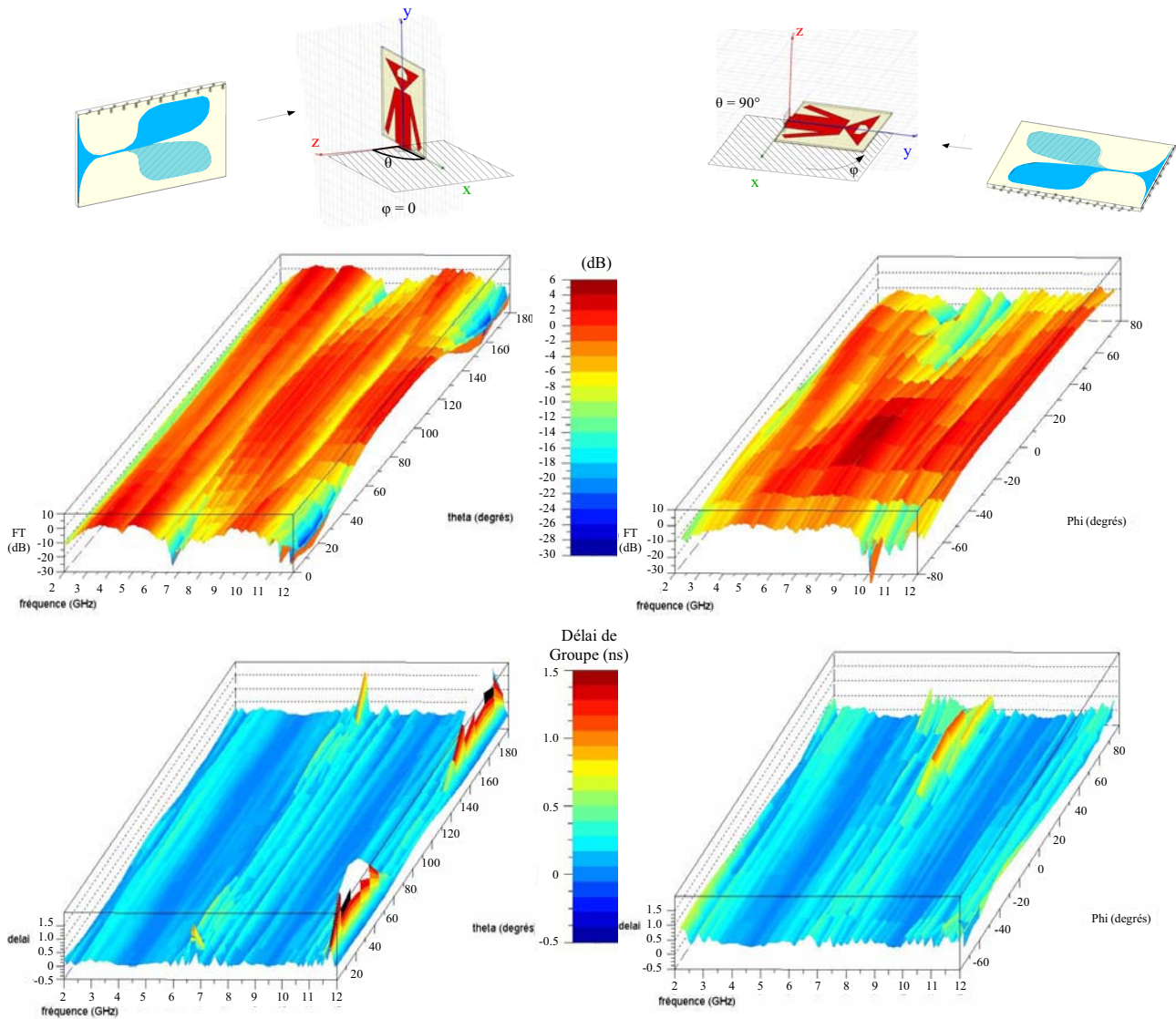


Figure IV.20 : fonctions de transfert et temps de groupe dans les plans  $\phi = 0^\circ$ , et  $\theta = 90^\circ$  pour le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à  $60^\circ$

#### IV.2.3.4 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli

Le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli a été optimisée dans le chapitre précédent afin d'offrir un rayonnement aussi proche que possible d'une source isotrope. La Figure IV.21 indique que les fonctions de transfert dans le plan  $\phi = 0^\circ$  sont nettement plus stables et d'amplitude supérieure que pour les antennes précédentes. Seuls subsistent deux creux à 7,5 GHz pour  $\theta = 0^\circ$  et de 11 à 12 GHz pour  $\theta = 40^\circ$  ainsi que leurs symétriques. L'antenne couvre donc la quasi totalité de la bande WPAN avec une amplitude comprise entre -3 et 3 dB dans ce plan.

En élévation, les fonctions de transfert sont relativement stables pour  $\phi$  variant de  $-50^\circ$  à  $50^\circ$ . Cependant, même au delà, les niveaux restent corrects, même si certaines fréquences sont atténuées.



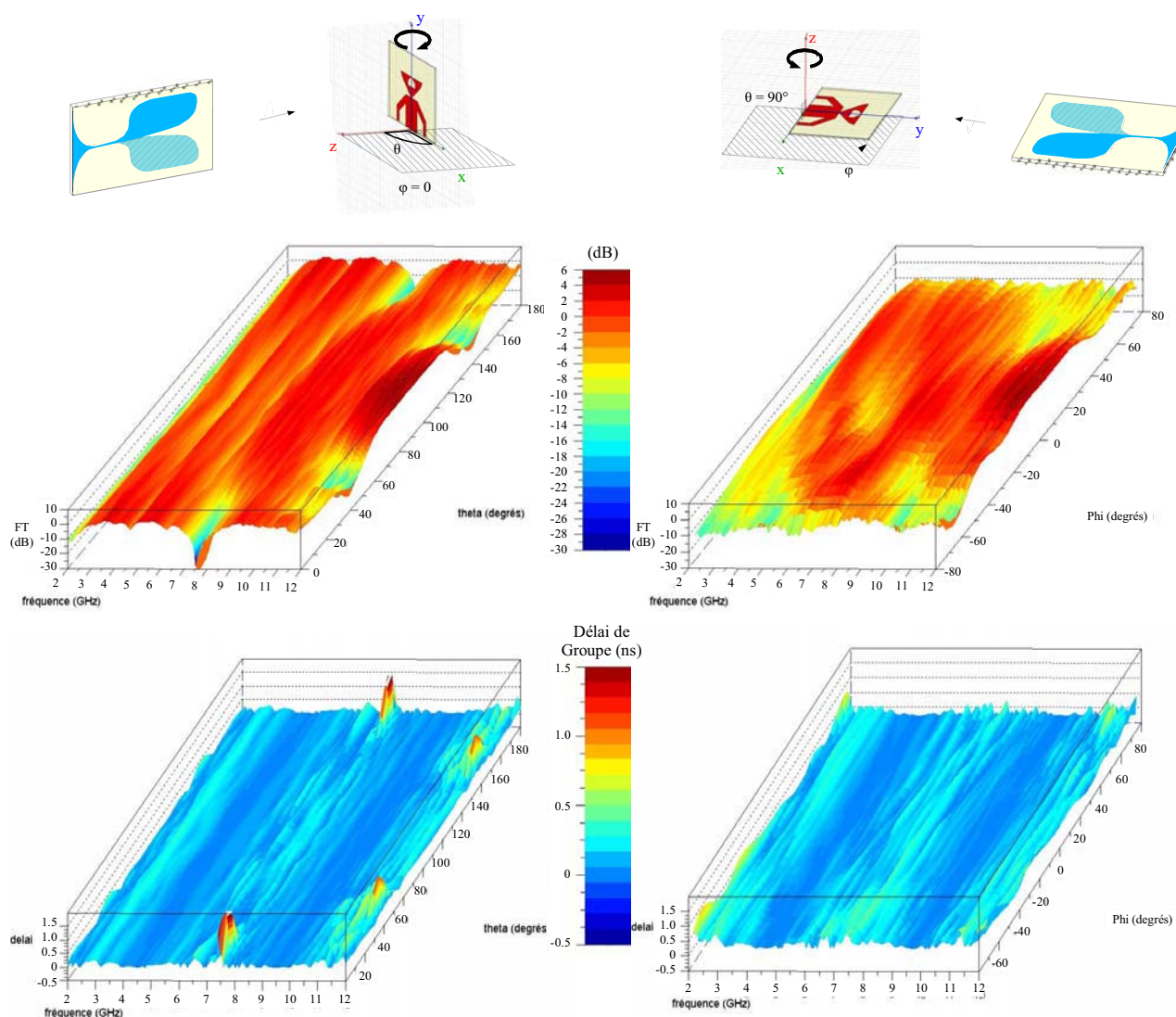


Figure IV.21 : fonctions de transfert et temps de groupe dans les plans  $\varphi = 0^\circ$ , et  $\theta = 90^\circ$  pour le monopole triangulaire à fentes et plan de masse à double repli

Le retard de groupe est également relativement stable et varie entre 0,05 et 0,2 ns, ce qui est d'un ordre de grandeur correct compte tenu du retard de 0,09 ns imputable au guide d'onde coplanaire de 1,7 cm. Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , seules les directions présentant des creux de rayonnement à certaines fréquences affichent des temps de retard variant fortement. On peut également remarquer que le retard de groupe est légèrement supérieur uniquement sous 3 GHz et au delà de 10,5 GHz, soit hors de la bande WPAN. Cela laisse donc présager d'une très faible déformation d'une l'impulsion de type FCC émise dans ce plan en dehors des directions proches de  $\theta = 0^\circ$ . En élévation (plan  $\theta = 90^\circ$ ), le temps de groupe varie également peu sur ces fréquences pour  $\varphi$  variant de  $-50$  jusqu'à  $70^\circ$ . Cette antenne semble donc présenter les meilleures performances dans un grand nombre de directions.

### IV.3 Impulsions rayonnées dans différentes directions

Les fonctions de transferts de l'antenne en émission calculées précédemment peuvent donc être utilisées afin de calculer la forme des impulsions effectivement rayonnées par l'antenne dans différentes directions. Les antennes ayant été conçues pour des systèmes ULB fonctionnant dans la bande de 3,1 à 10,6 GHz, le meilleur moyen de vérifier leur bon fonctionnement est de leur appliquer une impulsion dont le spectre couvre cette gamme de fréquences. Une impulsion dont le gabarit en fréquence est proche de celui proposé par la FCC a donc été générée, puis appliquée aux fonctions de transfert en émission des antennes. Les résultats obtenus seront présentés puis comparés.

#### IV.3.1 Génération d'une impulsion de type FCC

Il existe plusieurs types d'impulsions dont le spectre présente des similitudes avec le masque FCC. Une sinusoïde correctement fenêtrée peut ainsi fournir une approximation convenable. Il a été montré en [IV-10] qu'une impulsion optimale correspondant au masque FCC pouvait être obtenue à l'aide d'une combinaison linéaire de sinus cardinaux. Ils soulèvent tout de même le fait qu'une bonne approximation de cette impulsion est représentée par la dérivée seconde d'une gaussienne, plus aisée à générer en pratique. Son expression temporelle est la suivante :

$$x(t) = \frac{1}{\tau} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right) - \frac{t^2}{\tau^3} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right) \quad (\text{IV.25})$$

Afin de couvrir la bonne bande de fréquence, la valeur de  $\tau$  a été fixée à 37,5 ps. La forme temporelle de l'impulsion générée à l'aide du logiciel Scilab, ainsi que son spectre comparé au masque FCC sont présentés en Figure IV.22. On peut noter que la concordance avec la réglementation est bonne en haut de bande, mais que le masque est fortement violé aux basses fréquences. L'impulsion est donc légèrement trop large bande, mais est tout de même acceptable pour permettre de juger du comportement de l'antenne en rayonnement d'impulsions de type FCC.

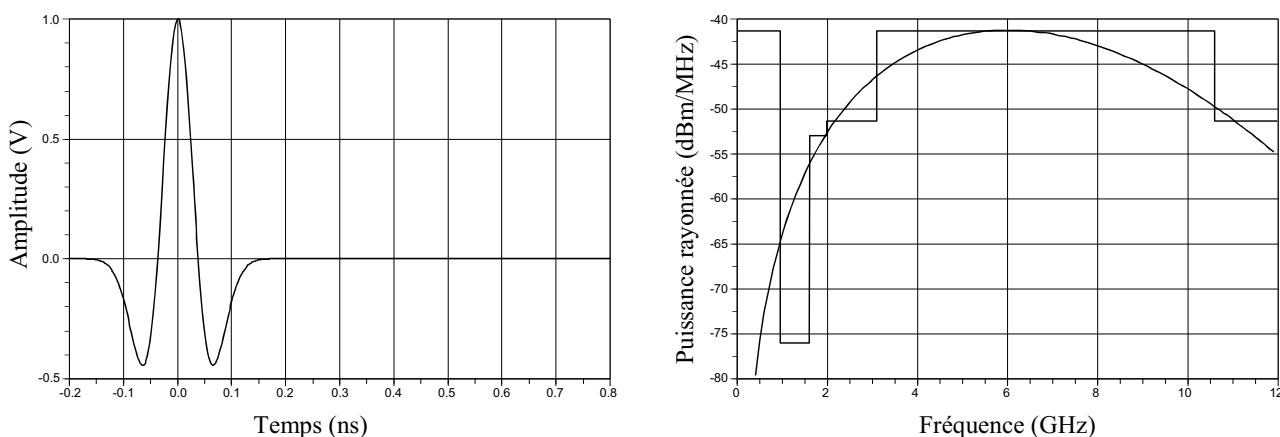


Figure IV.22 : représentation temporelle d'un doublet gaussien, et son spectre comparé au masque FCC

### IV.3.2 Monopôle triangulaire

La forme des impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  (azimut) et  $\theta = 90^\circ$  (élévation) sont présentées. Le premier plan est assez omnidirectionnel, ce qui permet de représenter toutes les impulsions à la même échelle afin de les comparer. En élévation cependant, les différences de niveaux nécessitent de les normaliser.

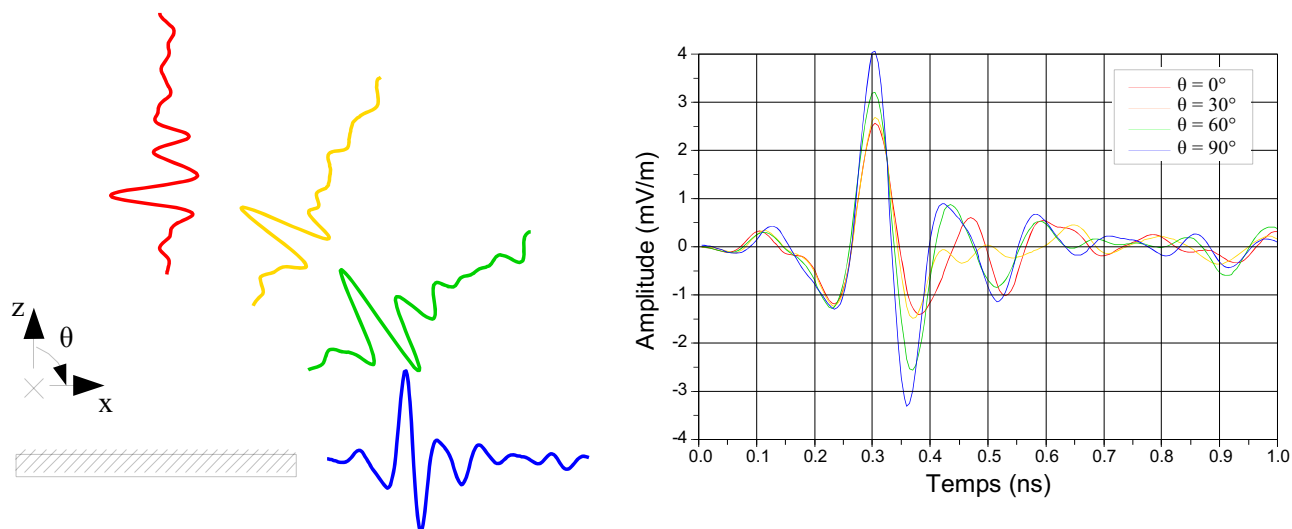


Figure IV.23 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire dans le plan  $\varphi = 0^\circ$

La Figure IV.23 montre l'évolution de la forme de l'impulsion rayonnée en fonction de  $\theta$  dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . Comme pour les autres antennes, seul un quart de ce plan est représenté, le reste du plan se déduisant par symétries horizontales et verticales. On peut remarquer que, comme l'indiquaient les fonctions de transfert obtenues en IV.2.3, le comportement de l'antenne dans ce plan est peu dispersif (peu d'oscillations parasites) et relativement constant. Les meilleurs résultats sont obtenus pour la direction  $\theta = 30^\circ$  dans laquelle les variations de gain et de temps de groupe sont les plus faibles. A l'inverse, la direction  $\theta = 0^\circ$  est celle qui étale le plus l'impulsion du fait d'un creux de gain à 4,5 GHz.

La Figure IV.24 présente l'évolution de la forme de l'impulsion rayonnée dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . Ici également, le reste du plan se déduit par symétrie horizontale. Dans ce plan en revanche, le comportement de l'antenne est nettement moins constant ; pour  $\varphi$  compris entre  $0^\circ$  et  $45^\circ$ , l'antenne conserve un étalement de l'impulsion rayonnée contenu. Au delà, l'antenne présente une forte oscillation parasite. Mais c'est dans les direction où  $\varphi$  est négatif que les niveaux de rayonnement sont non seulement faible, mais dispersifs. Ces résultats concordent également avec les indications fournies par les fonctions de transfert obtenues en IV.2.3.



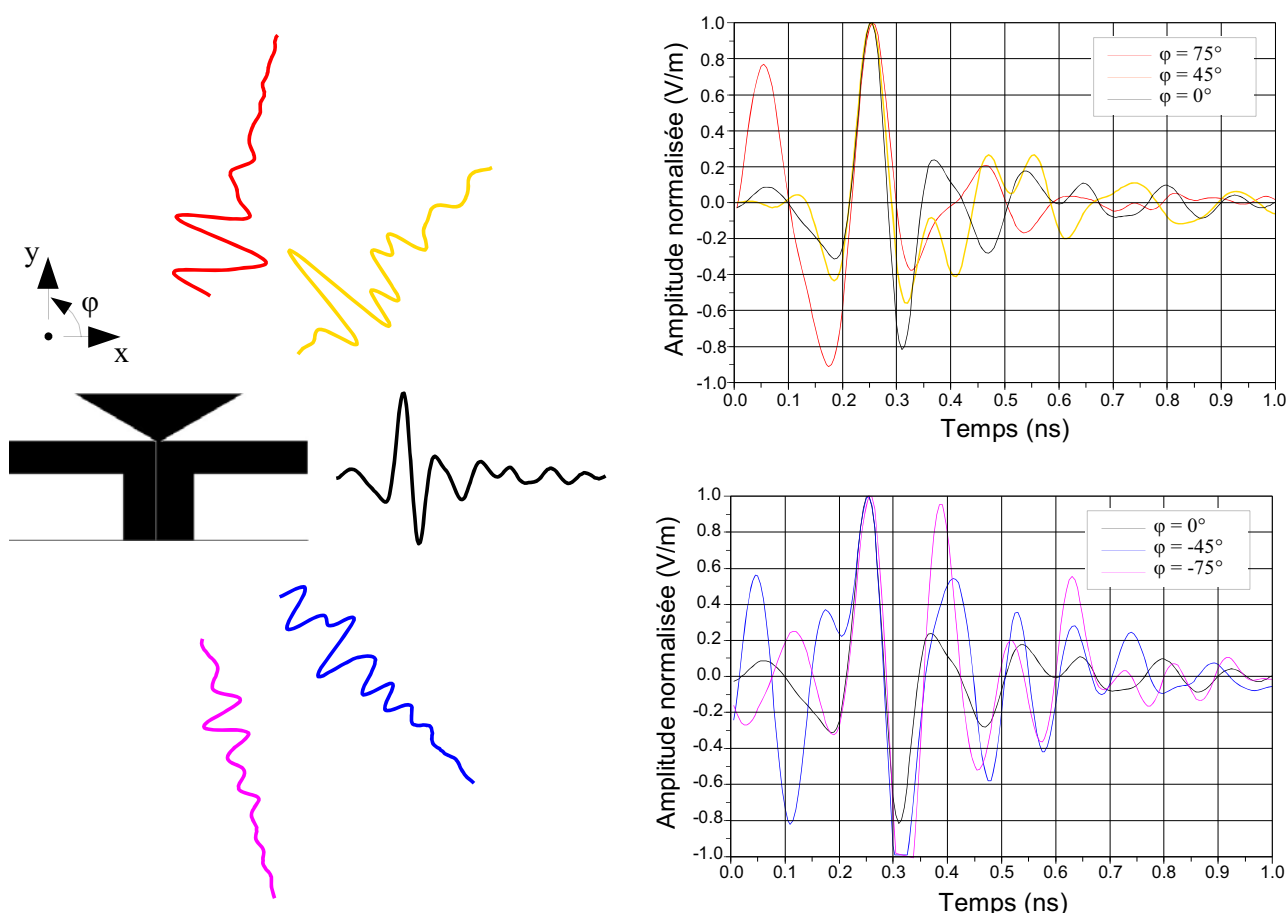


Figure IV.24 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire dans le plan  $\theta = 90^\circ$

### IV.3.3 Monopôle triangulaire à fentes

La Figure IV.25 montre l'évolution de la forme de l'impulsion rayonnée par le monopôle triangulaire à fentes en fonction de  $\theta$  dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . Cette antenne se montre plus dispersive que le monopôle triangulaire dans ce plan. En effet, les impulsions rayonnées présentent trois oscillations parasites d'amplitude non négligeable, dont la deuxième augmente fortement à mesure que  $\theta$  se rapproche de  $0^\circ$ . Ces performances médiocres peuvent s'expliquer en remontant à la fonction de transfert de l'antenne dans ce plan. Celle-ci présente une chute de gain quel que soit  $\theta$  à 6 GHz, ce qui s'accompagne d'un pic de temps de groupe à cette fréquence. Or, il s'agit de la fréquence à laquelle la puissance de l'impulsion à rayonner est la plus importante. Il est donc normal que cette discontinuité affecte fortement la forme des impulsions rayonnées par l'antenne dans ce plan.

En élévation également (Figure IV.26), les performances du monopôle à fentes sont assez décevantes. Pour les directions où  $\varphi$  est positif, les impulsions présentent moins d'oscillations parasites, mais de forte amplitude sur 200 à 300 ps. De même que pour le monopôle triangulaire, des impulsions très limitées en amplitude et fortement étalées sont rayonnées dans les directions  $\varphi < 0^\circ$ , mal éclairées par l'antenne.

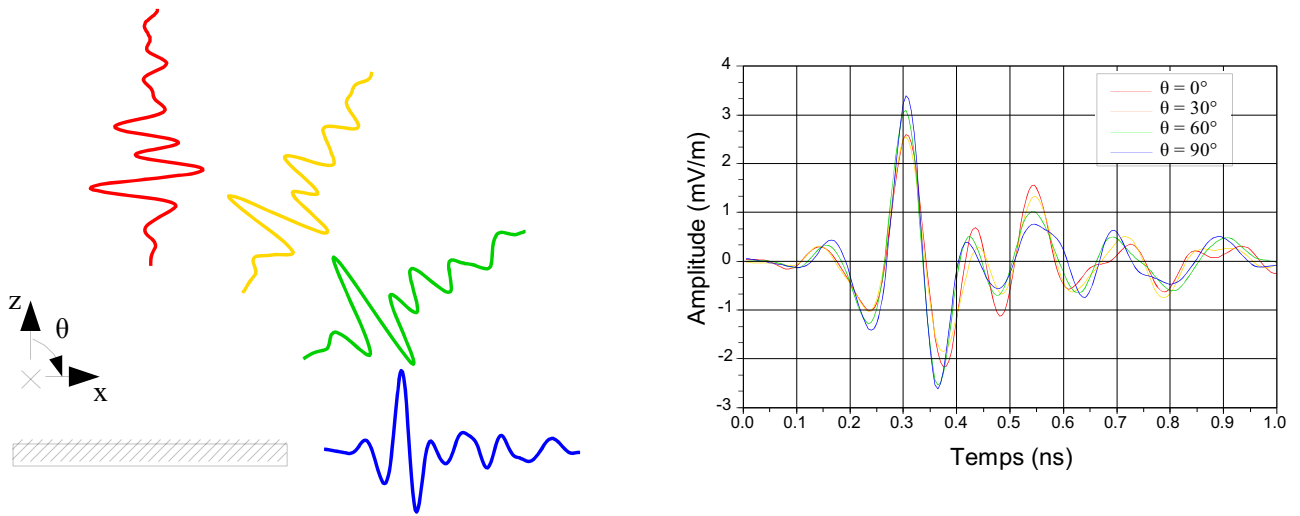


Figure IV.25 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire à fentes dans le plan  $\phi = 0^\circ$

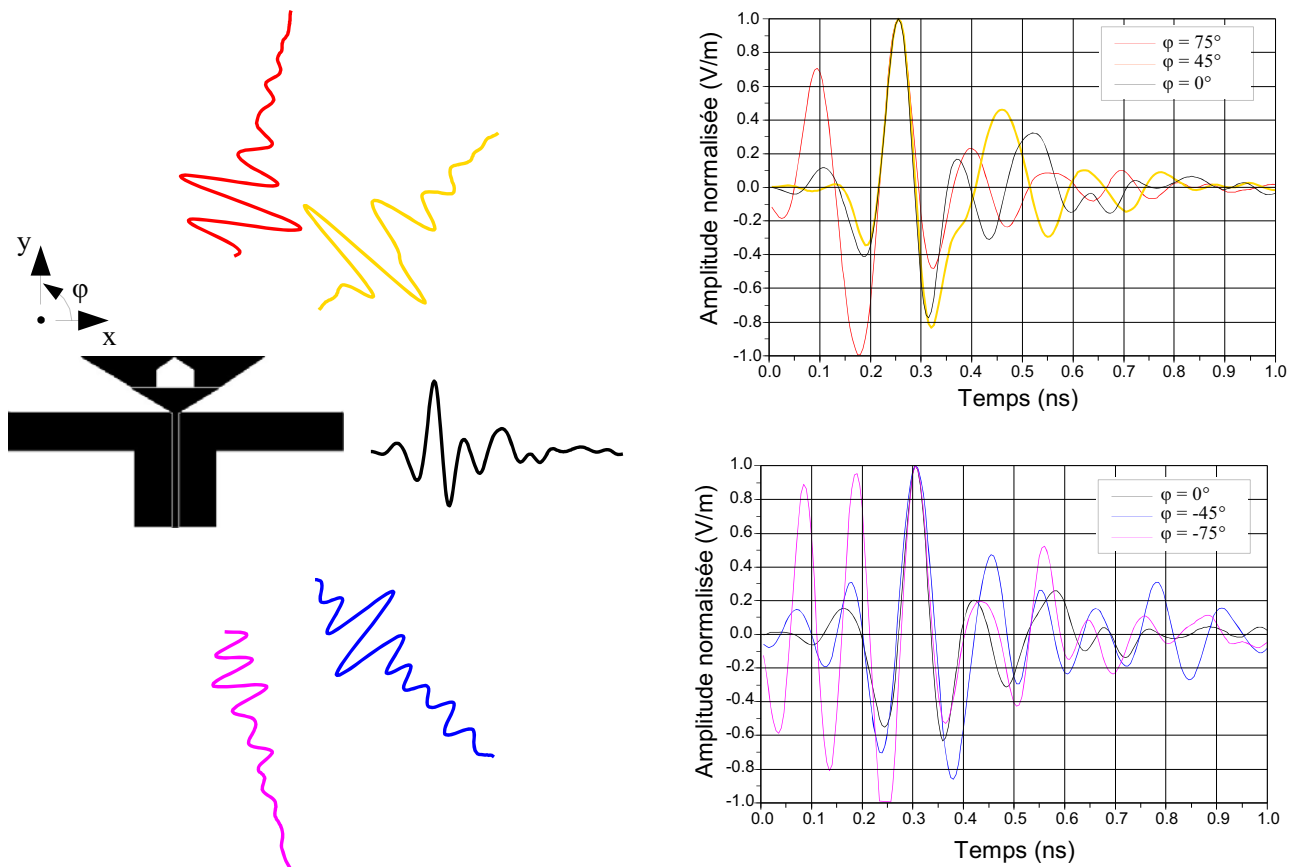


Figure IV.26 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire à fentes dans le plan  $\theta = 90^\circ$

#### IV.3.4 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à 60°

La Figure IV.27 montre l'évolution de la forme de l'impulsion rayonnée par le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à 60° en fonction de  $\theta$  dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . A la différence des deux précédentes antennes, la déformation de l'impulsion rayonnée dépend fortement de  $\theta$ . En effet, la comparaison des signaux indique que tant que  $\theta$  est supérieur à 30° l'antenne est assez peu dispersive, et étale l'impulsion par des oscillations mesurées en durée et en amplitude. Au delà cependant, l'amplitude de cette oscillation augmente, même si son étalement diminue. Cela est imputable au creux de gain accompagné d'un pic de temps de groupe dans ces directions à 6,5 GHz, fréquence centrale de l'impulsion à rayonner.

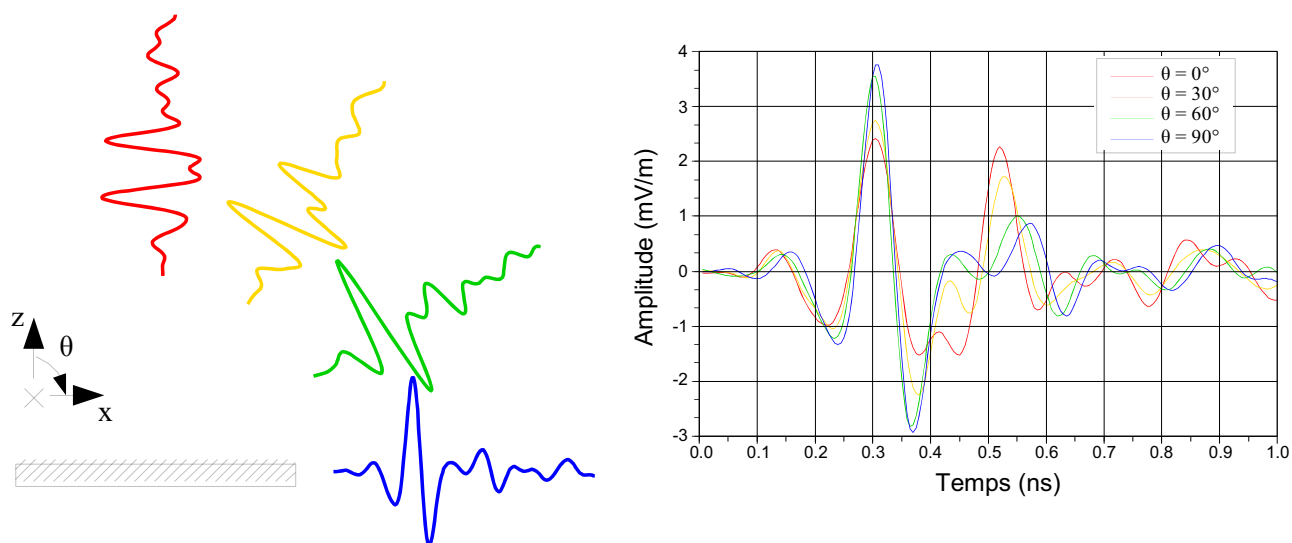


Figure IV.27 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à 60° dans le plan  $\varphi = 0^\circ$

La Figure IV.28 présente l'évolution de la forme de l'impulsion rayonnée en fonction de  $\varphi$  dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . On peut tout d'abord noter que, sur l'ensemble du plan, les variations de réponse de l'antenne sont moins importantes que pour les deux précédentes antennes. Comme on pouvait le déduire des fonctions de transfert obtenues en IV.2.3, les impulsions les plus propres sont celles rayonnées dans les directions où  $\varphi$  est négatif. Dans ce demi plan, les formes des signaux rayonnés sont assez constant malgré une baisse d'amplitude dans les directions extrêmes ( $\varphi = 75^\circ$ ). Dans les directions  $\varphi > 0^\circ$ , les impulsions sont accompagnées d'oscillations parasites, mais qui restent mesurées en durée jusqu'à 45°. Au delà, les niveaux sont très faibles et l'étalement que subit le signal rayonné indique un caractère plus dispersif.

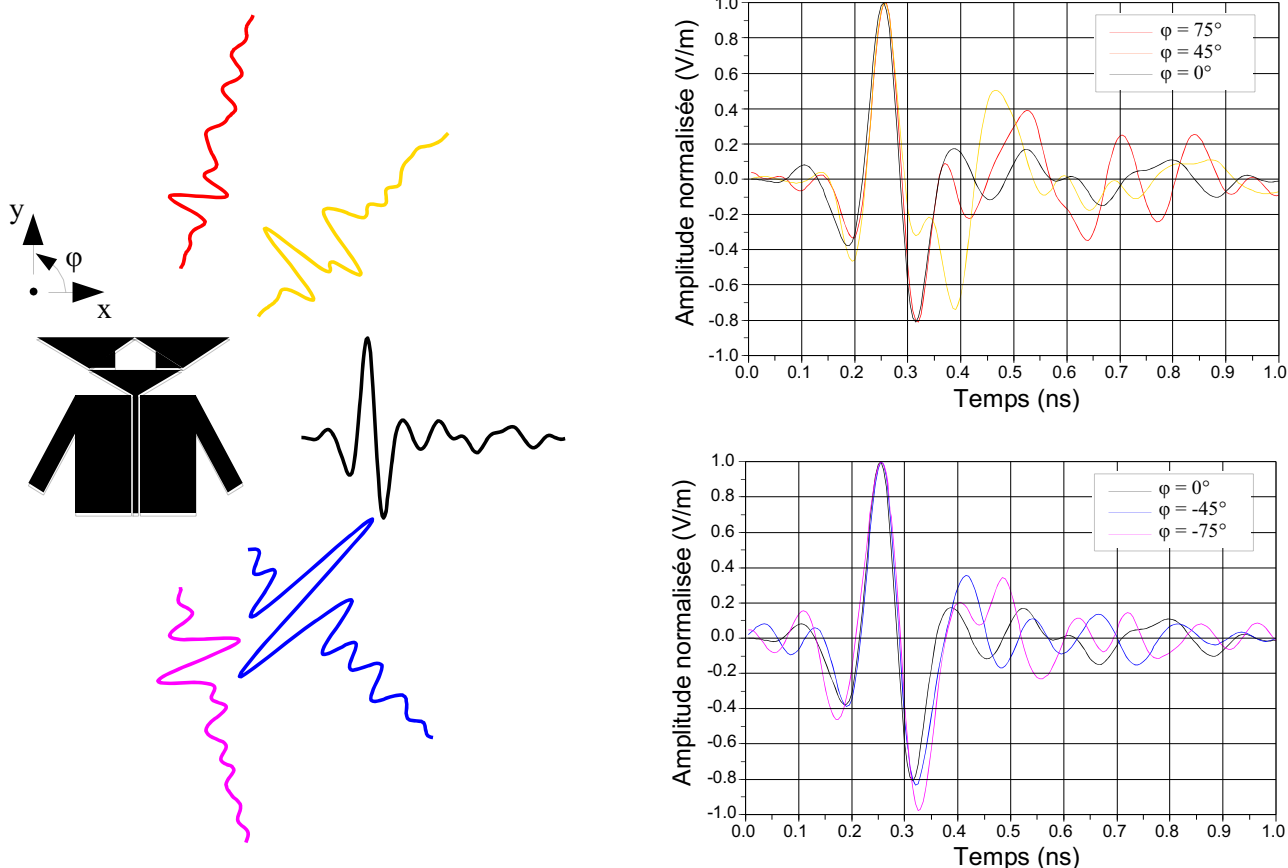


Figure IV.28 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse replié à  $60^\circ$  dans le plan  $\theta = 90^\circ$

#### IV.3.5 Monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli

La Figure IV.29 montre l'évolution de la forme de l'impulsion rayonnée par le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli en fonction de  $\theta$  dans le plan  $\phi = 0^\circ$ . Cette antenne présente dans ce plan un comportement semblable à l'antenne repliée à  $60^\circ$ . En effet, pour des valeurs de  $\theta$  supérieures à  $40^\circ$ , l'antenne se montre très peu dispersive avec de faibles oscillations parasites. Pour  $\theta$  compris entre  $0^\circ$  et  $20^\circ$  cependant, l'amplitude de l'oscillation parasite augmente fortement à cause du creux de gain et du pic de temps de groupe à 7,5 GHz dans ces directions. L'étalement total de l'impulsion reste tout de même contenu.

Mais c'est en élévation que le travail sur le rayonnement de cette antenne porte ses fruits. En effet, la Figure IV.30 indique que l'antenne disperse peu les impulsions dans le demi plan  $\phi > 0^\circ$ , dans lequel le signal présente peu d'oscillations parasites. Pour les valeurs de  $\phi$  inférieures à  $0^\circ$ , ce n'est qu'au delà de  $-45^\circ$  que l'antenne étale davantage l'impulsion. Cela indique donc que l'antenne couvre un grand espace de rayonnement avec un niveau de dispersion acceptable pour le domaine des communications impulsionnelles.

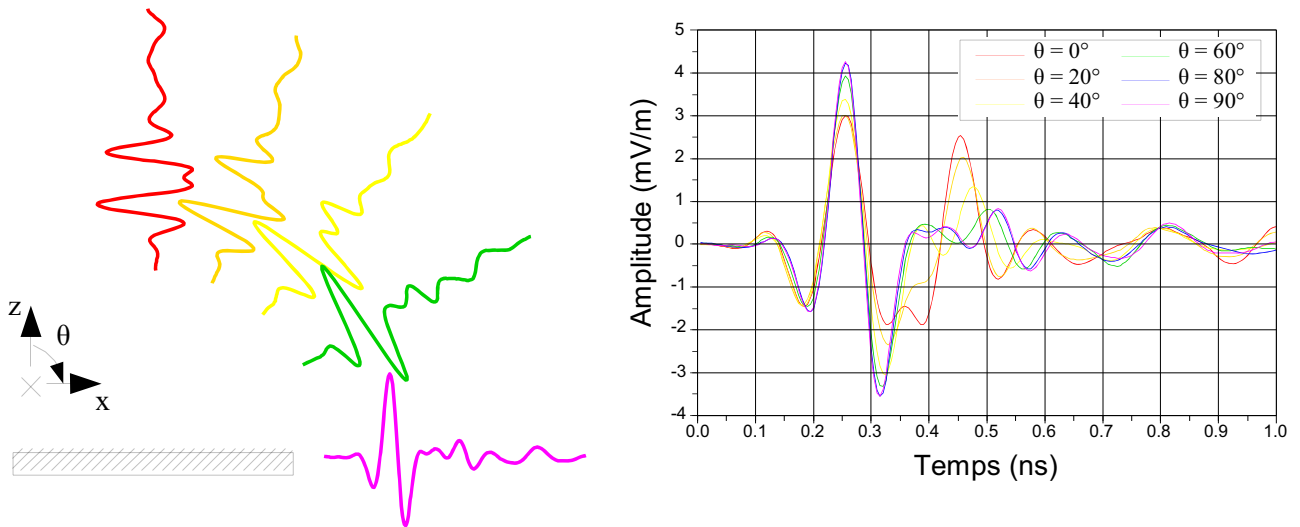


Figure IV.29 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli dans le plan  $\phi = 0^\circ$

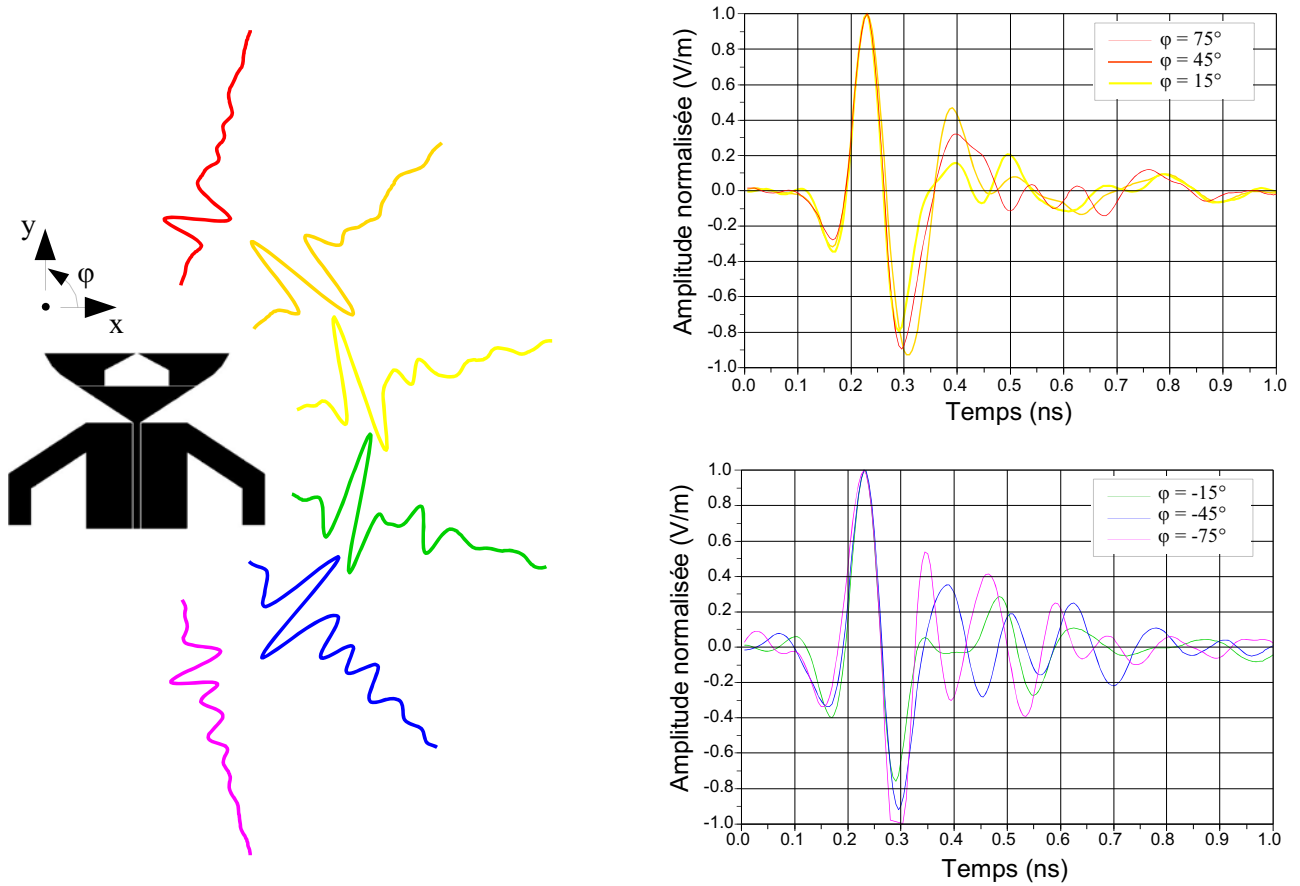


Figure IV.30 : impulsions rayonnées par le monopôle triangulaire à fentes et plan de masse à double repli dans le plan  $\theta = 90^\circ$

### IV.3.6 Comparaison des antennes

Les résultats des rayonnement d'une impulsion de type FCC par quatre antennes réalisées et mesurées ont été présentés précédemment. Il était cependant nécessaire de trouver un moyen de regrouper les données d'étalement temporel du signal émis dans les différents plans pour chaque antenne et ainsi pouvoir comparer leur comportement selon les directions.

Il a été choisi de représenter le temps mis par les antennes pour dissiper 90 % de la puissance de l'impulsion en fonction de la direction. Ces signaux temporels étant échantillonnés, cette quantité a été calculée de la façon suivante [IV-11] pour chaque impulsion  $s(t)$  :

$$\frac{100 * \sum_{n=n_1}^{n_2} s^2(n)}{\sum_{n=1}^N s^2(n)} \geq 90 \quad (\text{IV.26})$$

Avec  $n_1$  et  $n_2$  les indices des bornes de la fenêtre temporelle contenant 90 % de la puissance, et  $N$  le nombre total de points décrivant l'impulsion sur 100 ns par pas de 5 ps ( $N=20000$ ).

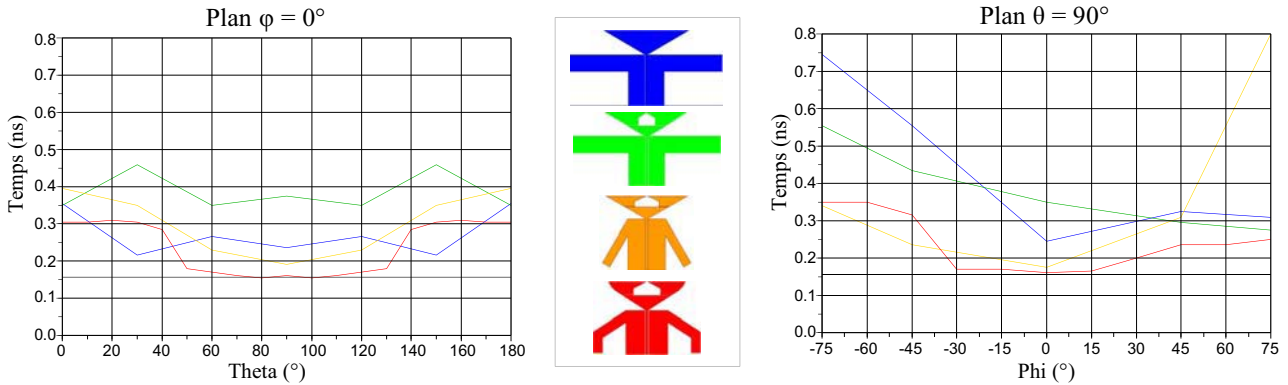


Figure IV.31 : comparaison du temps de dissipation de la puissance de l'impulsion rayonnée pour les quatre antennes mesurées dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$  par rapport à l'impulsion FCC de départ (courbe noire)

La Figure IV.31 présente les résultats obtenus dans les plans  $\varphi = 0^\circ$  et  $\theta = 90^\circ$  pour les quatre antennes caractérisées dans ce chapitre. Les résultats donnés dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  représentent seulement la moitié de ce plan, l'autre moitié se déduisant par symétrie. C'est également le cas pour le plan  $\theta = 90^\circ$ , où seules les directions  $\varphi = 90^\circ$  et  $\varphi = -90^\circ$  présentant des nuls de rayonnement n'ont pas été caractérisées.

Cette figure caractérise bien le comportement des antennes. Ainsi, en étudiant les antennes par ordre chronologique, on peut noter l'effet des différentes modifications apportées aux antennes en terme de dispersion.

L'ajout de l'ouverture triangulaire puis des fentes capacitatives afin de miniaturiser l'antenne peuvent

sembler néfastes si l'on considère les différences entre le monopole triangulaire initial, et celui à fentes dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ . En effet, le monopôle à fentes étale l'impulsion émise d'au moins 50 % de plus dans ce plan. Or, une comparaison dans le plan  $\theta = 90^\circ$  (élévation) indique que c'est en  $\varphi = 0^\circ$  que le monopôle donne les meilleurs résultats, ce qui n'est pas le cas du monopôle à fentes qui privilégie les directions où  $\varphi$  est positif. On peut ainsi voir que le monopôle à fentes est globalement moins dispersif dans ce plan. Cependant, ces antennes restent relativement dispersives quelle que soit la direction et doublent au moins la durée de l'impulsion FCC à émettre dans ce plan.

L'effet du repliement à  $60^\circ$  des plans de masses, sensé privilégier le rayonnement vers d'autres directions est efficace. Ainsi, en comparant l'antenne à fentes et celle à plan de masse replié dans le plan  $\theta = 90^\circ$ , il est évident que l'une privilégie les directions  $\varphi > 0^\circ$  et l'autre  $\varphi < 0^\circ$ . On peut également remarquer que son comportement est nettement moins dispersif dans la quasi-totalité de ce plan avec des temps de dissipation pratiquement divisés par 2. Dans le plan  $\varphi = 0^\circ$  également, l'amélioration du comportement temporel de l'antenne est sensible dans tout le plan, hormis dans les directions  $\theta = 0^\circ$  et  $180^\circ$ .

C'est aussi le cas pour l'antenne à double repli qui possède un creux de rayonnement et donc un caractère plus dispersif dans ces directions. Cela semble constituer la seule contrepartie au repliement des plans de masses. Car pour le reste du plan  $\varphi = 0^\circ$  (pour  $\theta = 50^\circ$  à  $130^\circ$ ), cette antenne dissipe 90 % de la puissance de son impulsion en moins de 180 ps (156ps pour l'impulsion appliquée). Dans le plan  $\theta = 90^\circ$ , l'antenne à double repli offre de performances équivalentes sur une ouverture de  $60^\circ$ . Dans les directions où  $\varphi$  est supérieur à  $45^\circ$ , l'étalement reste encore raisonnable (inférieur à 250 ps). Globalement, cette antenne présente un caractère moins dispersif que l'antenne repliée à  $60^\circ$  et donc que les précédentes antennes également.

#### IV.4 Conclusion

Une méthode de caractérisation d'antennes ULB en rayonnement d'impulsions a été présentée dans ce chapitre. Les protocoles de mesures ainsi que les différents traitements appliqués aux données recueillies ont été décrits. Les premiers résultats obtenus dans des configurations de mesures simplifiées ont permis de valider l'approche expérimentale ainsi que le bloc post-traitement. En effet, les fonctions de transfert calculées pour l'ensemble antenne d'émission /antenne de réception ont été reliés aux gains des antennes et confrontées dans différentes configurations de mesures. Enfin, l'impulsion reconstruite à partir de ces fonctions a été comparée à celle effectivement reçue.

Les fonctions de transfert obtenues étant reliées à l'évolution du gain en fréquence dans une direction donnée, il semble naturel qu'elles évoluent différemment suivant  $\theta$  et  $\varphi$ . Des mesures complémentaires décrivant plusieurs plans de rayonnement ont donc été nécessaires afin de caractériser complètement les antennes. Plusieurs solutions ont été envisagées et comparées afin de

mesurer efficacement l'effet d'une seule antenne dans la chaîne de mesures. Pour cela, une approche théorique préalable a dû être menée dans le but de séparer correctement les fonctions de transfert en émission et réception. Ainsi, quatre des antennes étudiées dans le chapitre précédent ont pu être totalement caractérisées dans les deux plans principaux de rayonnement. Une représentation concise des fonctions de transfert obtenue a été proposée et explicitée. Les différences de comportement temporel entre chaque antenne ont ainsi pu être mises en lumière.

Cependant, le support le plus représentatif de la dispersion des antennes reste la confrontation des impulsions appliquées et rayonnées. Pour cela, l'utilisation des fonctions de transfert en émission est indispensable. Une approche expérimentale inédite, basée sur la différence du comportement d'une antenne ULB et faible bande en réception, a eu pour but de mettre en lumière la distinction faite entre fonction de transfert en émission et en réception. Alors, une impulsion dont le spectre se rapprochant du masque FCC a été générée et appliquée aux différentes fonctions de transfert en émission des antennes. Les résultats ont été présentés et commentés en se rapportant à la caractérisation préalable des antennes. Enfin, les quatre prototypes d'antennes ont été comparés selon un critère de rapidité à rayonner la puissance de l'impulsion à transmettre dans les deux plans de mesure. Ainsi, l'effet des modifications apportées aux différents stades de conception des antennes ont pu être appréciés.



REFERENCES :

- [IV-1] – J. Max, J-L. Lacoume , « *Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques – 1 . Principes généraux et méthodes classiques* », Masson, 5<sup>ème</sup> édition, chap. 2, 1996.
- [IV-2] – S. Haykin, « *Communication Systems* », 4th ed., John Wiley & Sons, New York, 2001.
- [IV-3] – B. Denis, J. Keignart, « *Post-Processing Framework for Enhanced UWB Channel Modeling from Band-Limited Measurements* », in Proc. IEEE UWBST 2003, Reston, pp. 260-264, Nov. 2003.
- [IV-4] – C. E. Baum, « *General Properties of Antennas* », Sensor and Simulation Notes - Note 330, 23 July 1991 .
- [IV-5] – J. Kunish, J. Pamp, « *Consideration Regarding the Correlation Between UWB Antenna Transmit and Receive Responses* », URSI UMST, 2004.
- [IV-6] – A. Sibille, C. Roblin, S. Bories, A-C. Lepage, X. Begaud, « *Conception et Caractérisation d'Antennes ULB pour Communications Multimédia Haut Débit* », journée SEE « l'ULB en radar et communications », Paris, 19 et 20 juin 2003.
- [IV-7] – A. Sibille, « *About the Rôle of Antennas in UWB Impulse Radio* », Euro COST, Athens, 26-28 janvier 2004.
- [IV-8] – H. G. Schantz, « *Introduction to Ultra-Wideband Antennas* », Proc. IEEE UWBST Conference, 2003.
- [IV-9] – E. Guillanton, J.Y. Dauvignac, Ch. Pichot, J. Cashman, « *A New Design Tapered Slot Antenna for Ultrawide-Band Applications* », MOTL, Vol.19, n°4, pp.286-289, Oct.-Nov. 1998.
- [IV-10] – G. Lu, P. Spasojevic, L. Greenstein, « *Antenna and Pulse Design for Meeting UWB Spectrum Density Requirements* », Proceedings of UWBST 2003, Reston VA, Nov. 2003.
- [IV-11] – A. H. Mohammadian, A. Rajkotia, S. S. Soliman, « *Characterization of UWB Transmit-Receive Antenna System* », Proc. IEEE Ultra Wideband Systems and Technologies, pp157-162, Nov. 2003.

## Conclusion

## Conclusion et perspectives

L'allocation par l'organisme de régulation des systèmes de communication des Etats-Unis, le 14 février 2002, d'un spectre sans licence de 3,1 à 10,6 GHz dédié aux systèmes ultra large bande offre la possibilité d'exploiter d'énormes potentiels en terme de capacité de canal à de courtes distances et à de faibles niveaux de puissance rayonnée. Cette perspective séduit de nombreuses grandes sociétés et laboratoires de recherches qui proposent alors différentes solutions afin de répondre aux besoins des réseaux personnels sans fils.

Les travaux exposés dans la présente thèse s'inscrivent dans le domaine de la conception d'antennes pour systèmes ultra large bande impulsionsnels ainsi que leur caractérisation temporelle et fréquentielle.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la technologie ULB. Les principes de modulations et de codage dans le domaine des télécommunications ont été développés. Deux propositions émergentes différant par leur découpe du spectre ont été présentées puis comparées. La radio impulsionsnelle, sans porteuse, est proche de la conception initiale de l'ULB et propose de bonnes performances en terme de robustesse et de résolution tout en maintenant des coûts limités et une implémentation aisée. La solution multibande OFDM est une approche innovante qui la surclasse par des débits et une adaptabilité supérieurs, mais au prix d'une consommation et d'une complexité en hausse. L'étude de ces futurs standards a permis de cerner les principaux facteurs affectant les performances des systèmes ULB. Ainsi, la modélisation de canaux de propagations réalistes mais également la conception et la caractérisation d'antennes adaptées et performantes sont apparus comme des éléments déterminants. L'antenne, en tant qu'interface circuit/canal, est jugée selon des critères propres à chacun d'eux ; d'un point de vue circuit, elle doit présenter une bonne adaptation d'impédance, un rendement optimal, une grande facilité d'intégration, et un coût limité, tandis que son appartenance au canal de propagation lui impose des caractéristiques de rayonnement particulières et un comportement temporel peu dispersif. Sa modélisation dans le domaine temporel est également utile à l'évaluation des performances de systèmes ULB, au même titre que celle du canal.

Le second chapitre a présenté un état de l'art des antennes possédant des caractéristiques d'adaptation sur de très larges bandes de fréquences. Il n'a pu qu'être restrictif étant donné le fort intérêt que suscite aujourd'hui la conception d'antennes pour systèmes ULB et le nombre de publications proposant de nouvelles structures. Il s'est donc limité à l'étude des antennes les plus étudiées des quatre catégories proposées. Ainsi, les antennes indépendantes de la fréquence sont adaptées sur de très larges bandes passantes, présentent des performances stables en fréquence et sont tout à fait appropriées à la technologie imprimée. Cependant, leur rayonnement assez directif, parfois en polarisation circulaire, mais surtout leur caractère souvent dispersif les rend peu disposées à la transmission de brefs signaux. À l'inverse, les antennes à transition progressive ainsi que les cornets sont polarisés linéairement et possèdent des centres de phase dont la position est peu dépendante de la fréquence ; elles sont cependant moins aisées à intégrer au système de communication et sont généralement assez directives. Les antennes élémentaires semblent donc constituer le meilleur compromis du fait de leur rayonnement de type dipolaire, leurs dimensions raisonnables et la possibilité de les réaliser en technologie imprimée. L'antenne papillon a alors pu être choisie comme base d'étude de ce travail de thèse.

Le troisième chapitre a décrit le travail d'étude et de conception d'antennes ULB conformes au cahier des charges fixé durant la thèse. Les limites de l'antenne papillon ont été rapidement atteintes, notamment en terme d'alimentation et d'intégration. Son analyse a tout de même permis d'identifier les paramètres importants affectant l'adaptation d'impédance des antennes triangulaires, et en particulier l'influence de son angle au sommet. Une nouvelle structure d'antenne imprimée triangulaire, alimentée par un guide d'onde coplanaire présentant des excroissances de ses plans de masses latéraux, a été proposée. L'étude de la ligne d'alimentation a montré que sa longueur affectait la fréquence basse d'adaptation de l'antenne et son impédance d'entrée. De plus, un travail sur les dimensions des plans de masses latéraux a permis de remarquer que la meilleure stabilité d'impédance était obtenue pour une largeur totale de 1,8 fois celle du triangle rayonnant. Une première antenne au format carte de crédit a alors pu être réalisée sur substrat epoxy. L'insertion d'une ouverture triangulaire inversée dans le triangle rayonnant a nettement amélioré la stabilité d'impédance et donc la qualité d'adaptation de l'antenne. La découpe de fentes capacitives entre les triangles formés a eu pour effet d'élargir la bande passante à basses et hautes fréquences. Une antenne à ouverture triangulaire et fentes capacitives, couvrant la bande de 3 à 9,6 GHz, et d'encombrement inférieur de 40 % à celle dépourvue de fentes, a été réalisée et mesurée. L'analyse de son rayonnement a mis en lumière un caractère omnidirectionnel dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ , mais privilégiant les directions où  $\varphi$  est positif dans le plan  $\theta = 90^\circ$ . Une étude a donc été menée afin d'obtenir les diagrammes les moins directifs possibles en repliant les plans de masses latéraux. Une structure optimale à double repli, de dimensions 28 par 46 mm<sup>2</sup>, a été validée expérimentalement. L'effet combiné des fentes capacitives et de la forme des plans de masses diminue son encombrement de près de 70 % par rapport au monopôle triangulaire initial. Enfin, une antenne elliptique alimentée par guide d'onde coplanaire a été étudiée et réalisée. La forme évasée de l'élément rayonnant a permis de tronquer les plans de masses latéraux sans perturber la création des lignes de champ, et

ainsi d'obtenir une structure de 18 par 30 mm<sup>2</sup>.

Afin de valider la compatibilité des antennes ULB réalisées avec des systèmes ultra large bande impulsionnels, des mesures temporelles ont été effectuées. Le quatrième et dernier chapitre a donc été consacré à la description et l'exploitation d'une méthode de caractérisation temporelle et fréquentielle des antennes. Le protocole expérimental ainsi que les traitements des données utilisés ont été validés par l'obtention de fonctions de transfert identiques dans des configurations de mesures différentes et une corrélation au gain des antennes dans la même direction. Après avoir tenu compte de la différenciation entre émission et réception, une campagne de mesures dans différents plans de rayonnement a alors été menée afin de connaître l'évolution du comportement des antennes suivant les directions de propagation. L'influence du choix de l'antenne étalon sur la précision des résultats, notamment en phase, a fait l'objet d'une étude. Les fonctions de transfert en module et en phase dans deux plans de rayonnement ont été présentées dans un format original et concis pour quatre des antennes réalisées. Enfin, la forme des signaux rayonnés lorsqu'une impulsion proche du masque FCC est injectée à l'antenne a été calculée pour les quatre antennes mesurées. La vitesse de dissipation de la puissance de l'impulsion à transmettre a alors pu être comparée selon la direction et l'antenne utilisée. Ainsi, l'effet des modifications apportées aux différents prototypes d'antennes a pu être apprécié dans le domaine temporel. L'antenne optimisée présente de très bonnes performances en rayonnement d'impulsions sur une ouverture de 80° en azimut et 60° en élévation, et reste peu dispersive dans les autres directions également.

Ces travaux de thèse ont donc apporté une contribution aux besoins actuels en éléments rayonnants adaptés aux communications ultra large bande impulsionnelles. La structure d'antenne triangulaire optimale présente un encombrement planaire limité, un très faible coût, un bon rendement et étale peu les impulsions rayonnées dans une grande partie de l'espace de propagation. Cependant, de nombreux axes de recherches en conception d'antennes ULB restent à explorer. La structure elliptique présentée dans le troisième chapitre constitue en effet une très bonne base d'antenne miniature. On peut envisager de lui appliquer les solutions de miniaturisation utilisées pour le monopôle triangulaire en travaillant notamment à l'insertion de fentes capacitatives dans l'élément rayonnant. Les performances des antennes en haut de bande passante pourraient également être améliorées en réalisant, par exemple, une étude sur un substrat Duroïd plus adapté aux hautes fréquences.

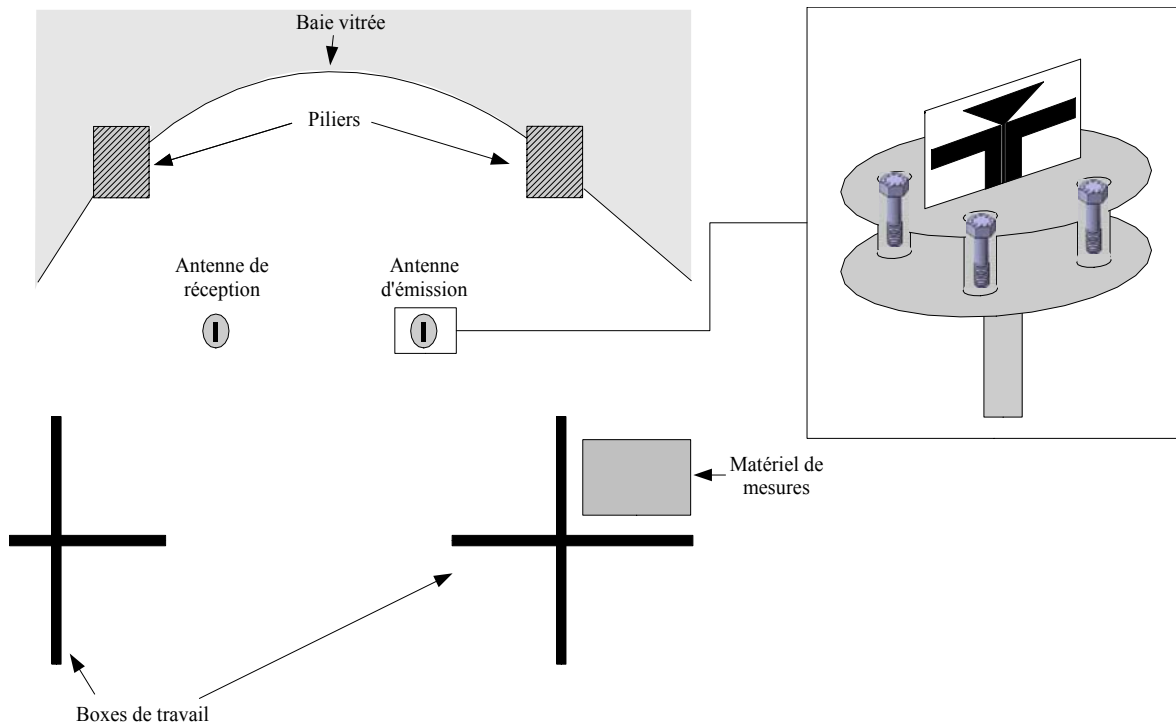
Dans le domaine de la caractérisation temporelle des antennes ULB il reste tout d'abord à mesurer l'antenne elliptique afin de vérifier si l'ablation des plans de masses latéraux n'a pas eu d'effet néfaste sur sa capacité à rayonner efficacement des impulsions. Concernant les techniques de mesures, il serait intéressant de prendre en compte les deux polarisations du rayonnement par des mesures des champs E et H comme pour les mesures en fréquence. Il serait alors possible de

calculer des fonctions de transfert en gain dans tout l'espace de rayonnement. L'intégration des modèles d'antennes obtenus à la caractérisation des canaux de propagation semble également un sujet d'avenir. Elle permettrait aux concepteurs de systèmes ULB de choisir le type d'antenne idéal pour une application donnée en tenant compte du contexte d'utilisation. Enfin, la précision obtenue en mesures temporelles sur le temps de groupe des antennes pourrait être mise à profit pour localiser leur centre de phase. L'étude de la phase des fonctions de transfert pourrait apporter dans tous les cas des informations sur son déplacement selon la fréquence de travail.

## Annexe : Campagne de mesures temporelles en environnement réel

Cette annexe présente les résultats obtenus lors d'une première série de mesures en rayonnement d'impulsions en environnement réel. La campagne a été menée dans les locaux de ST Microelectronics à Genève. La chaîne d'émission est ici constituée d'un générateur d'impulsion ANTEC, ainsi que de deux filtres passe-haut suivis d'un amplificateur de puissance de 20 dB de gain compensant les pertes de filtrage. En réception, deux amplificateurs faible bruit de 28 et 32 dB de gain augmentent le niveau du signal issu de l'antenne avant connexion sur un oscilloscope numérique LECROY pour numérisation à 200 Giga échantillons par seconde. Ce dernier élément, synchronisé au générateur, limite la bande passante de l'ensemble du banc de mesures à 5,5 GHz.

Les mesures ont été effectuées dans un environnement proche d'un contexte en utilisation réelle, dans une grande salle contenant plusieurs bureaux ouverts. Il a tout de même été choisi de se placer dans un endroit peu sévère en trajet multiples. Ainsi, l'extrémité de la salle offre un espace dégagé suffisant pour que les antennes soient écartées d'au moins un mètre cinquante des premiers objets alentours (Figure 1). Seuls le sol, deux piliers et des boxes de travail apporteront diverses réflexions/diffractions des signaux émis : la hauteur sous plafond est importante, et les grandes baies vitrées ainsi que le large couloir central constituent un canal de propagation peu perturbé.



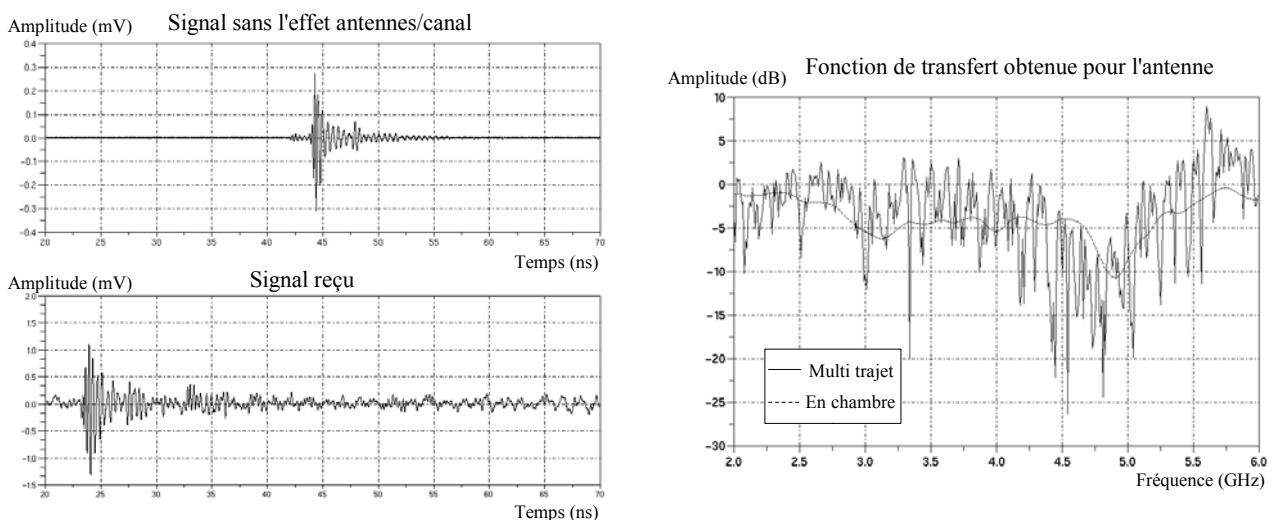
**Figure 1 : vue du dessus de l'environnement de mesures et supports d'antennes utilisés**

Afin d'éloigner les antennes du sol, deux pieds réglables en hauteur ont été utilisés. Les plateaux circulaires servant de support aux antennes sont en bois afin de peu perturber leur rayonnement, mais leur maintien est assuré par quatre vis (Figure 1), ce qui pourra créer des réflexions des signaux émis et donc disperser l'impulsion. La hauteur des antennes est fixée à 110 cm pendant les mesures.

Enfin, une dernière perturbation des mesures est d'ordre électromagnétique, avec notamment les téléphones portables et le DCS/PCS aux alentours de 1800 et 1900 MHz. L'impulsion générée occupant un spectre de 2 à 5,5 GHz, ces fréquences sont proches de la bande étudiée. Or les niveaux d'émission bien supérieurs de ces standards nous obligeront à arrêter les mesures lorsqu'une personne trop proche utilisera son mobile. Même en dehors de ces périodes, un filtrage du signal reçu sera nécessaire.

### • Isolation du trajet direct

Les antennes étant en visibilité directe, dans un environnement où les surfaces réfléchissantes sont assez éloignées de l'antenne, on peut envisager d'exploiter la totalité du signal reçu pour déterminer la fonction de transfert de l'antenne dans la direction principale mesurée. Le canal est alors modélisé comme le trajet direct inter-antennes, et les multi-trajets sont négligés. Afin de limiter les perturbations électromagnétiques, les fréquences inférieures à 1,9 GHz sont filtrées. On peut noter que les impulsions sans l'influence des antennes sont d'amplitude inférieure aux impulsions reçues. Cela est dû au fait que les mesures de calibrations ont été effectuées avec 58dB d'atténuation (réponse plate en fréquence vérifiée sur la bande d'étude) qui ont été compensés lors des traitements. Les résultats issus de ces traitements sont présentés en Figure 2 et comparés à ceux obtenus lors des dernières mesures en chambre anéchoïque (chapitre IV-2) dans la même direction. On peut remarquer que l'amplitude des fonctions de transfert est nettement plus bruitée et de niveau supérieur aux mesures en chambre. Cela s'explique par le fait que les contributions de différents trajets, même faibles, s'ajoutent à la seule fonction de transfert de l'antenne dans cette direction.

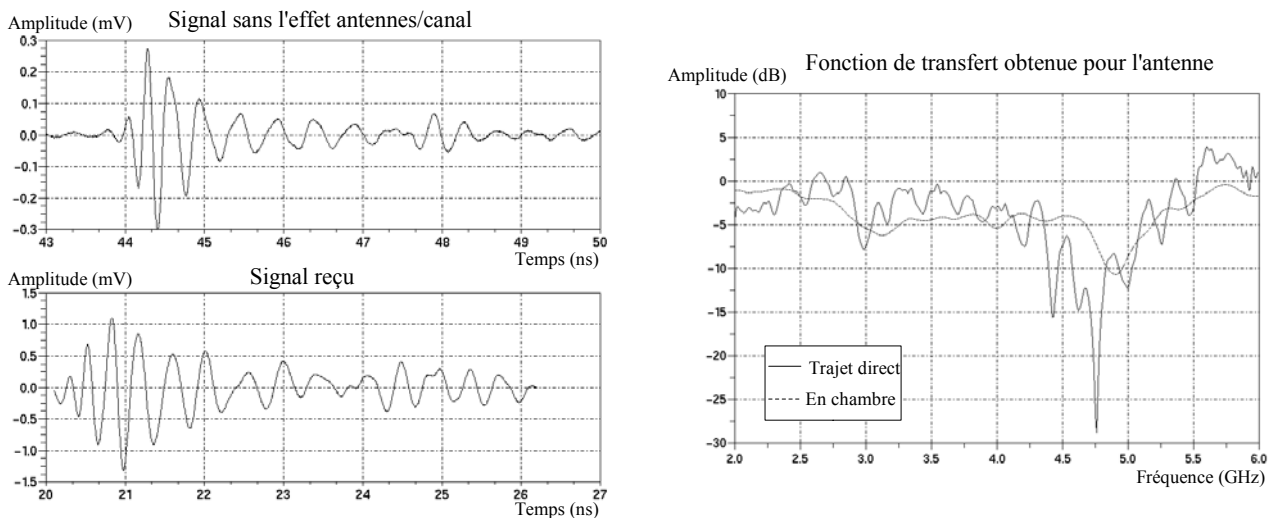


**Figure 2 : amplitude de la fonction de transfert obtenue en multi trajets et signaux utilisés pour les traitements**



Les résultats obtenus de cette façon ont une enveloppe qui correspond tout de même avec la fonction de transfert de l'antenne mesurée en chambre anéchoïque. Les variations sont certainement imputables aux trajets multiples, et le trajet direct est isolé par fenêtrage temporel afin de s'en affranchir. Pour cela, il faut pouvoir considérer que les différentes réflexions arrivent à l'antenne de réception avec un retard supérieur à la durée de l'impulsion. Or le signal de départ s'étale sur plus de 5 ns et la distance inter-antennes est de 1,2 mètres. Cela indique que la longueur des trajets multiples doit être supérieure d'au moins 1,5 m (soit 2,7 m) à la distance entre antennes pour ne pas se superposer au trajet direct. C'est le cas des différents trajets hormis celui provenant du sol, qui devrait apparaître aux environs de 4,33 ns après le trajet direct. Etant donné que les supports en bois atténuent déjà ce trajet réfléchi, et que l'impulsion appliquée à l'antenne d'émission présente également un rebond après 4ns, les 6 premières ns du signal reçu seront considérées comme une bonne approximation du trajet direct inter-antennes.

La Figure 3 présente le signal appliqué à l'antenne d'émission, le signal considéré comme issu du trajet direct (fenêtrage temporel), et la fonction de transfert de l'antenne calculée à partir de ces données. La comparaison avec la fonction de transfert mesurée en chambre anéchoïque montre une concordance satisfaisante malgré un niveau légèrement supérieur, certainement dû à la contribution de trajet indirect provenant du sol. Les fortes variations présentent en trajet multiples sont ici beaucoup moins importantes.

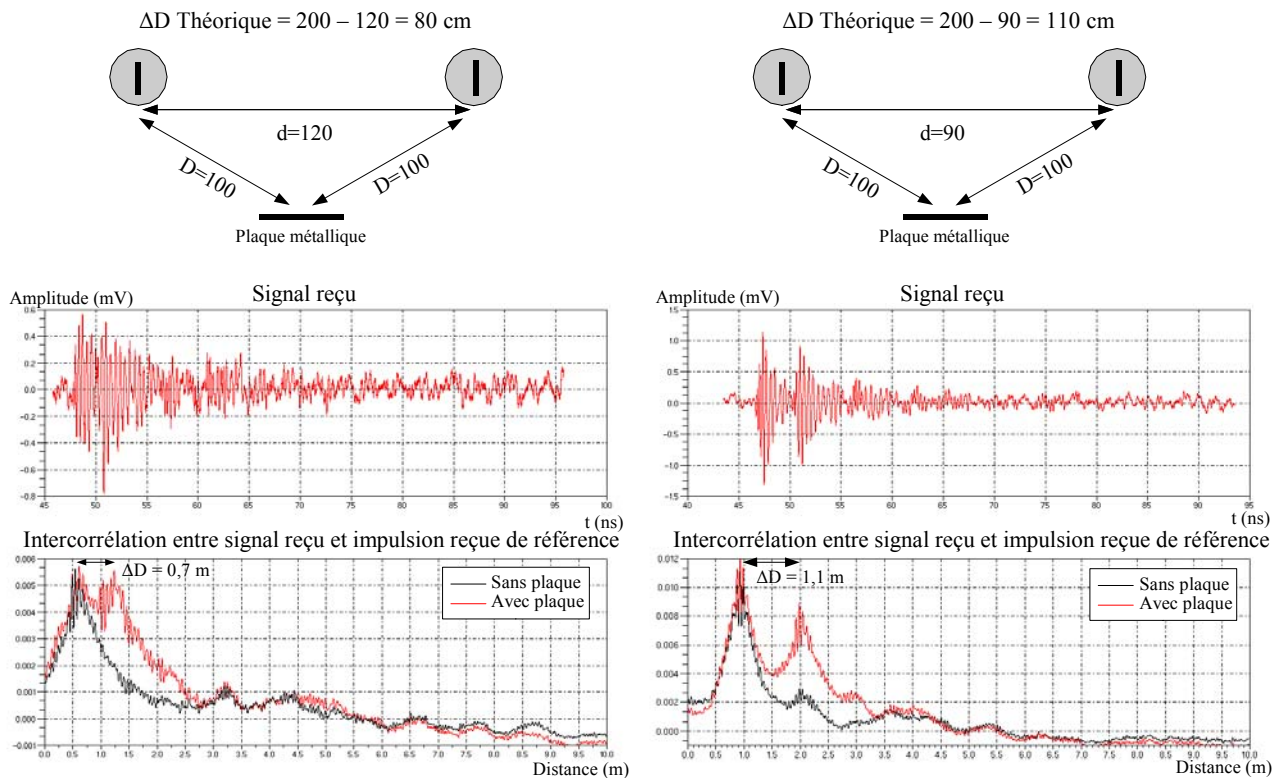


**Figure 3 : amplitude de la fonction de transfert obtenue en trajet direct et signaux utilisés pour les traitements**

### • Détection des trajets multiples

Après avoir isolé le trajet direct, nous pouvons utiliser l'intercorrélation entre cette impulsion (considérée comme référence) et le signal multi trajet reçu pour identifier les différentes réflexions. En effet, l'antenne est relativement omnidirectionnelle dans le plan de mesures (en azimuth), et nous considérons donc dans un premier temps que sa fonction de transfert varie peu dans ce plan.

Tout d'abord, des trajets multiples supplémentaires sont créés volontairement avec une plaque métallique. Leur longueur est mesurée aux maxima successifs d'intercorrélation (Figure 4) avec l'impulsion reçue en trajet direct (Figure 3). La concordance avec les distances réelles est bonne.



**Figure 4 : signaux reçus en configuration multi-trajets, et intercorrélation avec l'impulsion reçue en trajet direct**

Afin de mieux cerner la provenance des différents trajets, deux configurations de mesures sont testées. La première consiste à éliminer le trajet direct inter antennes, tandis que la deuxième élimine le rayonnement arrière de l'antenne d'émission. L'intérêt de supprimer le trajet direct est de faire ressortir les autres trajets. Ainsi, sur la Figure 5 on peut remarquer la réflexion issue du sol estimée à 2,65 m (2,5 m en théorie), mais son faible niveau (inférieur à celui de trajets bien plus longs) confirme l'approximation faite sur le trajet direct dans la dernière partie.

L'élimination du rayonnement arrière de l'antenne d'émission améliore l'amplitude du signal reçu, et permet de confirmer que les principaux trajets multiples sont issus des piliers et des boxes de travail situés à l'arrière. En effet, ces trajets de longueur 3,9 m et 5 m disparaissent lorsque la plaque métallique est placée (Figure 5).

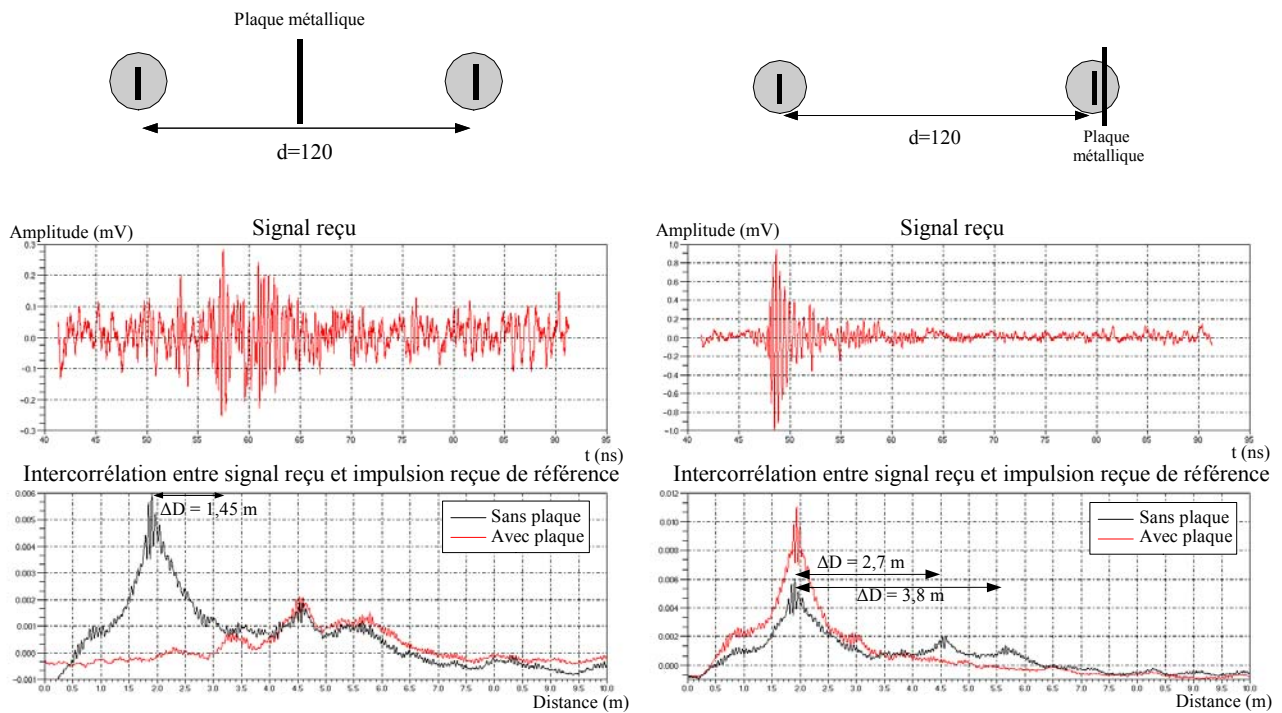


Figure 5 : signaux reçus en configuration multi-trajets, et intercorrélations avec l'impulsion reçue en trajet direct

Un autre intérêt de supprimer le trajet direct est de pouvoir déterminer sa contribution, par différence avec le signal contenant tous les trajets (sans plaque). Ainsi, la Figure 6 présente le signal obtenu par cette technique différentielle comparé au trajet direct isolé par fenêtrage temporel qui a servi de référence dans cette étude. On peut noter une bonne similitude entre ces courbes. Les différences observées (10 à 12 ns) peuvent être dues au fait que l'impulsion reconstruite par différence ne tient pas compte de la réflexion sur le sol. Cependant, en calculant la fonction de transfert de l'antenne à partir de cette impulsion et en la comparant à celle obtenue en chambre anéchoïque, on peut remarquer que celle-ci est sensiblement différente (d'amplitude inférieure et plus bruitée).

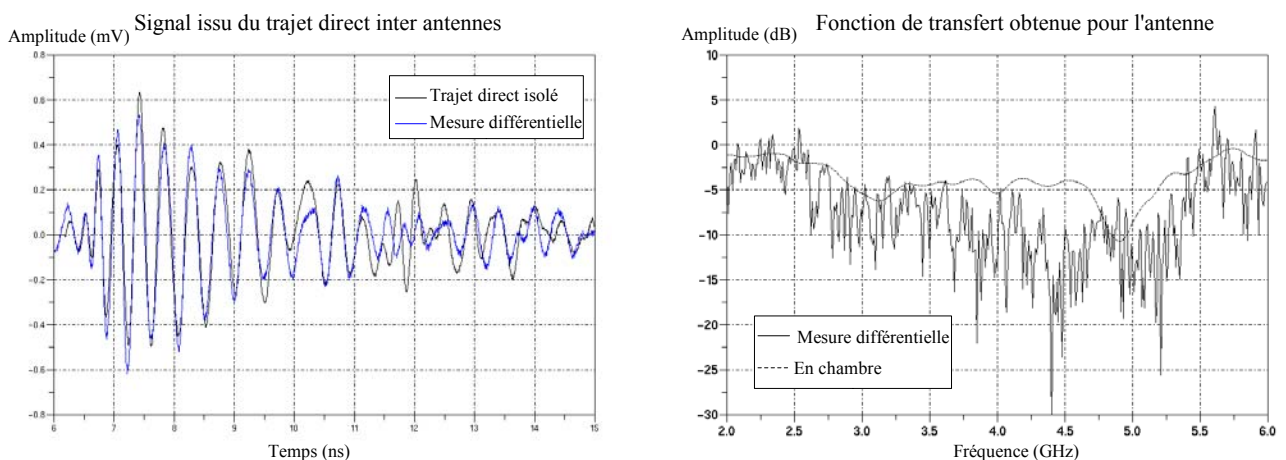


Figure 6 : comparaison du signal issu du trajet direct par mesure différentielle avec le signal de référence et amplitude de la fonction de transfert obtenue

- **Conclusion**

La campagne de mesures menée ici en environnement réel, pourtant peu perturbé, permet de réaliser la difficulté d'isoler l'effet des seules antennes de celui du canal de propagation. En effet, les différents trajets que suivent les ondes électromagnétiques rayonnées ne sont pas faciles à séparer sans dégrader le signal. De plus, plusieurs mesures sont nécessaires, ce qui additionne alors les erreurs expérimentales. Diverses solutions ont été envisagées lors de cette campagne de mesures, mais les résultats restent peu satisfaisants. Pourtant, ici nous ne nous sommes intéressés qu'à l'amplitude de la fonction de transfert des antennes, sachant que la phase est une donnée encore plus sensible à mesurer. Le choix de placer les antennes en chambre anéchoïque afin de les caractériser s'est donc avéré indispensable, évitant par la même de recevoir des perturbations électromagnétiques.

## **Publications**

### **Revues internationales à comité de lecture**

« Novel Antennas for Ultra Wideband Communications », N. FORTINO, G. KOSSIAVAS, J-Y DAUVIGNAC, R. STARAJ, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 41, N° 3, pp. 166-169, May 2004.

### **Conférences internationales avec comité de lecture et publications des actes**

« Conception et Mesures en Régime Impulsionnel d'une Antenne Ultra Large Bande », N. FORTINO, G. KOSSIAVAS, J-Y DAUVIGNAC, R. STARAJ, D. HELAL, Journées Internationales de Nice sur les Antennes, pp. 488-489, Nov. 2004.

### **Conférences nationales avec comité de lecture et publications des actes**

« Caractérisation en Mode Impulsionnel de Nouvelles Antennes Imprimées Ultra Large Bande », N. FORTINO, G. KOSSIAVAS, J-Y DAUVIGNAC, R. STARAJ, Ch. DELAVEAUD, J. KEIGNART, Journées Nationales des Micro-ondes, Nantes, p. 188, Mai 2005

### **conférences internationales avec présentation et actes**

« Design of UWB Printed Antennas for Telecommunications and GPR applications. Frequency and Time Domain Characterizations », N. FORTINO, J-Y DAUVIGNAC, G. KOSSIAVAS, V. CHATELEE, Ch. PICHOT, I. ALIFERIS, R. STARAJ, Ch. DELAVEAUD, J. KEIGNART, X. DEROBERT, P. MILLOT, European Microwave Week, Paris, Oct. 2005.

### **Séminaires avec présentation et actes**

« Conception d'Antennes pour Systèmes de Communications Ultra Large Bande », N. FORTINO, G. KOSSIAVAS, J-Y DAUVIGNAC, R. STARAJ, Journée SEE Télécommunications Ultra Large Bande, Grenoble, Oct. 2005

« Miniaturisation d'Antennes ULB Imprimées », N. FORTINO, G. KOSSIAYAS, J-Y DAUVIGNAC, R. STARAJ, Ch. DELAVEAUD, J. KEIGNART, GDR Ondes, Groupe ULB, Paris, Sept. 2005.

« Antennes Imprimées Compactes pour Communications Ultra Large Bande : conception et caractérisation », N. FORTINO, G. KOSSIAYAS, J-Y DAUVIGNAC, R. STARAJ, GDR Ondes, Paris, Dec. 2004.

# Conception et caractérisation d'antennes imprimées pour systèmes Ultra-Large-Bande impulsionnels

**Résumé :** L'essor récent des communications Ultra Large Bande a nécessité des antennes spécialement adaptées à cette technologie. Cette thèse explicite les besoins en éléments rayonnants caractérisés ainsi que les contraintes spécifiques liées à la conception d'antennes pour ces systèmes. Un état de l'art des antennes large bande valide le choix d'une base d'étude. L'optimisation d'une antenne papillon précède la présentation d'une nouvelle structure imprimée. Cette géométrie d'antenne alimentée par guide d'onde coplanaire lui confère une adaptation d'impédance à  $50 \Omega$ , un rayonnement omnidirectionnel, ainsi qu'un encombrement et un coût limités. L'insertion d'une ouverture triangulaire ainsi que de fentes capacitatives au sein du triangle rayonnant améliore l'adaptation, élargit la bande passante et réduit l'encombrement. Un second travail a consisté à obtenir un rayonnement moins directif en adoptant des formes de plans de masse latéraux appropriés. Les résultats simulés ont été validés par quatre réalisations. L'effet combiné des améliorations permet à l'antenne finale de présenter une réduction de taille de 70 %. Enfin, une antenne imprimée elliptique alimentée par CPW est étudiée et réalisée.

Des mesures temporelles ont été nécessaires afin de caractériser les antennes. Le mode opératoire et les traitements appliqués sont décrits et validés. Les fonctions de transfert des antennes en émission et réception sont séparées. Leur caractérisation dans différentes directions de propagation permet de présenter les déformations subies par une impulsion référence lors de son rayonnement par les antennes. Leur dispersion a ainsi pu être comparée selon la direction et l'antenne utilisée.

**Mots clés :** antennes ultra large bande, antennes imprimées, miniaturisation, caractérisation temporelle, fonction de transfert, rayonnement d'impulsions.

**Abstract :** The recent use of Ultra Wide Band technology in telecommunication implies the study of appropriated antennas. This thesis presents the needs of efficient and characterized antennas but also the keys related to their conception. A state of the art of UWB antennas is proposed and a bow-tie structure is chosen for optimization. A novel triangular CPW-fed printed antenna is then presented. This shape allows a  $50 \Omega$  impedance matching, an omnidirectional radiation pattern, a limited size and a low cost. A triangular slot and capacitive effects are introduced in the radiating part of the antenna in order to confer a better matching over a wider bandwidth, and a smaller overall size to the structure. A second work was carried out on ground planes shape to obtain more constant radiation patterns with frequency. The measurements of four realized antennas have validated the simulated results. The combined effects of these improvements on the final antenna structure result in an size reduction of 70 %. An elliptical CPW-fed printed antenna has also been studied and realized.

Time domain measurements were also necessary to characterize the antennas. The procedure and data processing are first presented and validated. Antenna transmit and receive transfer functions have been differentiated. This characterization in several plans and directions allows us to calculate the distortion of a reference pulse during his radiation by the antenna. The dispersion that occurs can then be calculated and compared depending on antenna under test and direction.

**Keywords :** Ultra wide band antenna, printed antenna, miniaturization, time domain characterization, transfer function, pulse radiation.